

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR
DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

ESTUDIO Y APLICACIÓN DE LAS ANTENAS DE
EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA EN EL DESARROLLO DE
RADARES METEOROLÓGICOS

ELENA PAREJA MONTURIOL

SEPTIEMBRE 2012

PROYECTO FIN DE CARRERA

- **TÍTULO** *“ESTUDIO Y APLICACIÓN DE LAS ANTENAS DE EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA EN EL DESARROLLO DE RADARES METEOROLÓGICOS”*
- **ALUMNO** *ELENA PAREJA MONTURIOL*
- **TUTOR** *FÉLIX PÉREZ MARTÍNEZ*

MIEMBROS DEL TRIBUNAL

- **PRESIDENTE:** *D. FÉLIX PÉREZ MARTÍNEZ*
- **VOCAL:** *D. MATEO BURGOS GARCÍA*
- **SECRETARIO:** *D. JOSÉ TOMÁS GONZÁLEZ PARTIDA*
- **SUPLENTE:** *D. JOSÉ IGNACIO ALONSO MONTES*

FECHA DE LECTURA Y DEFENSA:

CALIFICACIÓN:

RESUMEN DEL PROYECTO

En el presente documento se presenta un Proyecto de Fin de Carrera realizado en el contexto de una beca de colaboración en el Grupo de Microondas y Radar del departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones de la ETSI de Telecomunicación (UPM).

Parte del trabajo realizado en dicha beca se ha empleado en la realización de este proyecto, como son el desarrollo de una aplicación sobre MATLAB para el diseño y simulación de antenas de exploración electrónica (*phased array*) y la investigación del estado del arte en este tipo de antenas. Parte de esta investigación ha estado desde el principio ligada al observatorio meteorológico de Oklahoma, EEUU, debido a su uso pionero de un radar meteorológico de antena de exploración electrónica. Por tanto, la aplicación que se decidió estudiar en este proyecto es la meteorológica, analizando las particularidades de este tipo de señales frente a la detección de blancos tradicionales.

El proyecto consta, como su nombre indica, de tres partes diferenciadas: *Estudio*, *Aplicación* y *Desarrollo*, donde a su vez el *Estudio* se divide en dos ramas. En primer lugar el estudio de los *radares meteorológicos*: su historia, la naturaleza de las señales meteorológicas, la estimación de la precipitación a través de ellas y el tipo de atenuación que presenta la señal. En segundo lugar, el estudio de las *antenas de exploración electrónica* y su aplicación inmediata en radares multifunción: constitución de las antenas, propiedades y prestaciones, y las ventajas de un radar meteorológico basado en ellas.

Una vez concluido el *Estudio* de los radares meteorológicos tradicionales, de los radares multifunción basados en antena de exploración electrónica, y la *Aplicación* de los últimos a la meteorología, se pasa al *Desarrollo* de un radar meteorológico basado en este tipo de antenas. Para el diseño del *phased array* se ha empleado la herramienta previamente mencionada y para el análisis radar se han tenido en cuenta las necesidades de un radar meteorológico, llegando finalmente al diseño de un *phased array para el uso meteorológico*.

AGRADECIMIENTOS

Con la lectura y defensa de este Proyecto finaliza la primera etapa de mi vida, la única conocida por mí hasta el momento. Ha sido una etapa que me ha llevado 23 años de los cuales 20 se han regido siempre por el calendario escolar; a partir de ahora no pasaré más días lectivos, sino laborables, lo cual supone un cambio del que todavía no conozco la envergadura.

A lo largo de todos estos años ha habido mucha gente que me ha acompañado y me ha ayudado de una forma u otra a estar donde estoy. Los personajes del primer acto de esta obra (y espero que de los siguientes actos también) son, por orden de aparición en escena:

Mi familia, desde el principio de los tiempos. Todos ellos me han apoyado, han tenido siempre una mirada de orgullo cuando traía las notas del cole y luego de la universidad, lo cual me empujaba a esforzarme más, y lo más importante, han creído en mí. Siempre creísteis que podía hacer lo que quisiera, y por eso, GRACIAS.

Arancha y Maribel. Ellas me introdujeron en el maravilloso mundo de las ciencias. Me enseñaron a disfrutar de las matemáticas, de la física y de la química de forma que conseguí no tenerles miedo durante mi carrera. Por eso, y por hacer que todavía eche de menos mis días de colegio, GRACIAS.

Gerardo, porque me acompaña desde hace tanto tiempo, porque ha dormido conmigo tantas mañanas en el bus hacia la uni, porque ha disfrutado de cada aprobado mío, porque me hace feliz que me quiera y porque le quiero. Por eso, y por todos y cada uno de los “¿y si no vamos a primera?”, GRACIAS.

Mateo Burgos. Mi segundo curso en la universidad. Él fue el que me enseñó por fin lo que yo siempre había querido saber, la razón de que esté aquí y no estudiando a las ballenas en el mar. Por eso, por enseñarme a modular, demodular y a digitalizar, GRACIAS.

Amigos. Entraron en esta etapa de forma sutil, a través de unas pocas clases compartidas o alguna escapada, y desde entonces han sido siempre mis 10 minutos entre clases, mis “me bajo un rato” y no volver a clase, mi descanso (y cansancio) tras exámenes y mi puerta a tanta información. Ellos, el resto de cubitas y alguno más de clubes han sido mi otra universidad. Por eso, y por Perry, GRACIAS.

Félix. Mi último curso en la universidad. Él me dio la oportunidad que me hizo disfrutar de lo que estaba aprendiendo como nunca lo había hecho. Me ha enseñado muchísimo, me ha hecho superarme y querer saber más, y ha sido el mayor ejemplo de Ingeniero que he conocido. Por eso, y por saber tanto, GRACIAS.

Compañeros de beca. Por hacerme enseguida uno de los vuestros, por enseñarme cada uno a su manera, por tantas risas, ratos y horas perdidas. Por eso y por las geniales cenas, GRACIAS.

CONCEPTOS CLAVE

Radars Meteorológicos: blanco volumétrico, reflectividad, momentos del espectro Doppler, polarimetría, vórtice de tornado, mesociclón.

Radars de exploración electrónica: phased array, desfasador, apuntamiento electrónico del haz, azimut, elevación, función de enventanado de la apertura, broadside, clutter, acoplamientos mutuos, conformado de la apertura, directividad, ancho de haz, elemento radiante incrustado.

GLOSARIO DE SIGLAS Y ACRÓNIMOS

- λ : Longitud de onda
- τ : Longitud del pulso
- ϕ : Ancho de haz en azimut
- θ : Ancho de haz en elevación
- Z: Reflectividad
- dBZ: Medida logarítmica de la reflectividad
- PRF: Pulse Repetition Frequency
- IIR: Infinite Impulse Response
- DFT: Discrete Fourier Transform
- NEXRAD: Next Generation Radar
- AEMET: Agencia Estatal de Meteorología
- MPAR: Multifunction Phased Array Radar
- MSSL: Mean-Square Sidelobe Level
- HFSS: High Frequency Structural Simulator
- IFF: Identification Friend or Foe
- NSSL: National Sever Storms Laboratory
- NWRT: National Weather Radar Testbed
- WSR-88D: Weather Surveillance Radar 88Doppler
- RDA : Radar Data Acquisition system
- MTBF: Mean Time Between Failures
- LNA: Low Noise Amplifier
- IF: Intermediate Frequency
- RTC : Real Time Controller
- ISLR: Integrated Side Lobe Ratio

Índice

ÍNDICE DE FIGURAS.....	13
ÍNDICE DE TABLAS	15
CAPITULO 1. RADARES METEOROLÓGICOS.....	17
INTRODUCCIÓN	17
SEÑALES METEOROLÓGICAS.....	17
<i>La ecuación radar en meteorología</i>	17
<i>Estimación de la precipitación</i>	20
CONSIDERACIONES DE DISEÑO	23
<i>Efectos de la atenuación.</i>	23
<i>Ambigüedades de distancia y velocidad</i>	26
<i>Efectos del clutter</i>	27
PROCESADO DE SEÑALES METEOROLÓGICAS	29
<i>Estimación de los momentos espectrales</i>	29
<i>Precisión de la medida</i>	31
POLARIMETRÍA EN RADARES METEOROLÓGICOS	32
DATOS TÍPICOS DE DISEÑO DE UN RADAR METEOROLÓGICO	35
CAPITULO 2. RADARES MULTIFUNCIÓN BASADOS EN ANTENAS DE EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA (PHASED ARRAYS).....	39
INTRODUCCIÓN	39
FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LOS ARRAYS.....	39
<i>Constitución y características básicas de un phased array</i>	40
<i>Arrays conformados</i>	41
<i>Exploración volumétrica en 3D</i>	41
<i>Procesado monopulso</i>	41
<i>Disposición de las aperturas</i>	42
<i>Elementos radiantes</i>	42
<i>Exploración limitada</i>	43
ARRAYS DE EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA	43
<i>Arrays uniformes lineales</i>	44
<i>Arrays uniformes planos</i>	46
TÉCNICAS DE EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA	50
<i>Exploración en fase</i>	50
<i>Exploración con retardos temporales</i>	51
<i>Exploración en frecuencia</i>	51
<i>Conformación digital de haz</i>	51
<i>Conmutación de haces</i>	51
<i>Múltiples haces simultáneos</i>	52
ADAPTACIÓN DE LA APERTURA Y ACOPLAMIENTOS MUTUOS	52
<i>Importancia de la adaptación de la apertura [15]</i>	52
<i>Efecto de los acoplamientos mutuos ([2], [16] y [17])</i>	53
EFECTOS DE LA CUANTIFICACIÓN	56
ALGUNOS SISTEMAS DE RADARES MULTIFUNCIÓN	57
CAPITULO 3. UTILIZACIÓN DE ANTENAS DE BARRIDO ELECTRÓNICO EN RADARES METEOROLÓGICOS	61
INTRODUCCIÓN	61
RENDIMIENTO DE LA EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA [23]	61
CAUSAS DE LA NECESIDAD DE ALTA FRECUENCIA DE OBSERVACIÓN [23]	62
VENTAJAS DEL PAR PARA LA OBSERVACIÓN METEOROLÓGICA [23].....	64

CASO PARTICULAR: NATIONAL WEATHER RADAR TESTBED (NWRT)	66
<i>Características básicas [23]</i>	66
<i>Factores clave</i>	67
<i>Implementación del sistema [22]</i>	68
CAPITULO 4. DESARROLLO DE RADARES METEOROLÓGICOS BASADOS EN PHASED ARRAY	71
INTRODUCCIÓN	71
DISEÑO DEL ARRAY EN BANDA S	72
<i>Especificaciones de diseño</i>	72
<i>Metodología de diseño</i>	73
<i>Conformación de la apertura</i>	80
<i>Array en recepción</i>	85
<i>Comportamiento en frecuencia</i>	88
<i>Procesado monopolso</i>	92
DISEÑO DEL ARRAY EN BANDA X	97
<i>Especificaciones de diseño</i>	97
<i>Metodología de diseño</i>	100
<i>Conformación de la apertura</i>	102
<i>Array en recepción</i>	105
SÍNTESIS DEL ARRAY CON EL ELEMENTO RADIANTE.....	107
CONCLUSIONES	114
REFERENCIAS	117

Índice de figuras

Figura 1.1 Volumen iluminado por el haz.....	19
Figura 1.2 Imagen radar que representa la reflectividad	22
Figura 1.3 Imagen radar que representa la velocidad radial	24
Figura 1.4 Espectro de clutter y de la señal meteorológica	28
Figura 1.5 Espectro de velocidades	30
Figura 1.6 Nexrad WSR-88D en Cheyenne (Wyoming, EEUU), con radomo, montado sobre una torre de 15 m	37
Figura 1.7 Radar meteorológico de Aemet situado en Mijas, Málaga	38
Figura 2.1 Phased array embarcado.....	42
Figura 2.2 Factor de array con N=10 elementos	44
Figura 2.3 Algunas funciones de iluminación de las aperturas.....	48
Figura 2.4 Generación de los haces de barrido [2]. (a) Barrido en fase. (b) Barrido con retardos temporales. (c) Barrido en frecuencia. (d) Conmutación de haces.....	52
Figura 2.5 Acoplamientos mutuos entre elementos [2].....	53
Figura 2.6 Diagrama de radiación de la antena con el diagrama del elemento omnidireccional.....	55
Figura 2.7 Diagrama de radiación de la antena con el diagrama del elemento incrustado.....	55
Figura 2.8 AN/TPS-77	57
Figura 2.9 Radar PATRIOT de Raytheon	58
Figura 2.10 Radar XBR de Raytheon	59
Figura 2.11 Radar Lanza transportable de Indra	59
Figura 3.1 Phased Array del Laboratorio Nacional de Tormentas Severas. Instalación del radomo [22]	66
Figura 3.2 Diagrama de bloques del receptor multicanal del NWRT	69
Figura 4.1 Ejemplo de resultados mostrados por la herramienta	71
Figura 4.2 Diagrama de radiación del array de 105x105 elementos	74
Figura 4.3 Array de 92x104 elementos	75
Figura 4.4 Detalle del array de 92x104 elementos	76
Figura 4.5 Cortes del diagrama de radiación del array	77
Figura 4.6 Diagrama de radiación del array apuntado.....	78
Figura 4.7 Corte del diagrama de radiación con el array apuntado a azimut 45°, elevación 0°. ..	79
Figura 4.9 Array con forma circular	81
Figura 4.8 Ejes de los arrays rectangular y circular	81
Figura 4.10 Detalle del array circular	82
Figura 4.11 Diagrama de radiación 2D del array circular	82
Figura 4.12 Diagrama de radiación con el array circular apuntado	84
Figura 4.13 Corte del diagrama de radiación con el array apuntado a azimut 45°, elevación 0°. ..	84
Figura 4.14 Array circular con enventanado de chebyshev.....	85
Figura 4.15 Diagrama de radiación 2D del array circular con ponderación de Chebyshev.....	86
Figura 4.16 aparición de grating lobe en recepción (azimut 45°)	87
Figura 4.17 Comparación de los haces en tx y rx apuntando a azimut 45°, elevación 30°.	88
Figura 4.18 Cortes del diagrama a las distintas frecuencias	89
Figura 4.19 Corte en elevación 0° del diagrama apuntando a 45° en azimut.....	90
Figura 4.20 Corte en azimut 0° del diagrama apuntando a 30° en elevación.....	91
Figura 4.21 Aparición de Grating lobe	91
Figura 4.22 Corte en elevación 0° del diagrama apuntando a 45° en azimut con corrección de fases	92
Figura 4.23 Diagramas suma y diferencia en azimut (broadside)	94

Figura 4.24 Pendiente monopoluso en azimut (broadside)	95
Figura 4.25 Diagramas suma y diferencia con una separación de 2xancho de haz en azimut .	96
Figura 4.26 Diagramas suma y diferencia con una separación de 2xancho de haz en elevación	97
Figura 4.27 Celdas de resolución en banda S y banda X.....	98
Figura 4.28 Aparición del grating lobe	100
Figura 4.29 Array de 27x31 elementos	101
Figura 4.30 Diagramas de radiación del array en banda X	102
Figura 4.31 Array circular en banda X	103
Figura 4.32 Diagrama de radiación circular en banda X apuntado.....	105
Figura 4.33 Comparación de los diagramas de radiación en transmisión (A) y recepción (B).	106
Figura 4.34 Diagramas de radiación de los arrays en banda s (A) y X (B).....	107
Figura 4.35 Diagrama del elemento radiante	107
Figura 4.36 Diagrama de radiación del array con elemento radiante	108
Figura 4.37 Diagrama del elemento radiante	108
Figura 4.38 Diagrama de radiación del array con elemento radiante	109
Figura 4.39 cortes de los diagramas de radiación con elemento omnidireccional (A.1 y A.2), y directivo en azimut y elevación (B.1 y B.2)	110
Figura 4.40 Diagrama del elemento radiante incrustado	111
Figura 4.41 Comparación del Diagrama de radiación del array en banda X con el elemento aislado (A) e incrustado (B)	112
Figura 4.42 Características de radiación de una antena de parche [26]	113
Figura 4.43 Diagrama de radiación del parche incrustado en el array [26]	113
Figura 4.44 Radar meteorológico embarcado.....	115

Índice de tablas

Tabla 1.1 Coeficiente de atenuación K_1 en dB/km por g/m^3 de contenido acuoso.....	25
Tabla 1.2 Atenuación en dB/km para diferentes intensidades de lluvia a una temperatura de 18°C	26
Tabla 1.3 Atenuación causada por nubes de niebla a 0°C (dB/km)	26
Tabla 1.4 Características relevantes del sistema Nexrad.....	38
Tabla 2.1 Resultados de Algunas funciones de iluminación para un array lineal de 10 elementos	48
Tabla 2.2 Resultados de algunas funciones de iluminación para un array planar de 10×10 elementos	49
Tabla 2.3 Pérdida de ganancia en los desfasadores	56
Tabla 2.4 Algunas prestaciones del radar AN/TPS-77 de Lockheed Martin Copr.....	58
Tabla 3.1 Prestaciones del radar meteorológico de exploración electrónica [22]	67
Tabla 4.1 Parámetros de trabajo de los radares WSR-88D [24]	72
Tabla 4.2 Características del array de 162×162 elementos.....	73
Tabla 4.3 Características del array de 105×105 elementos.....	74
Tabla 4.4 Características del array	76
Tabla 4.5 Características del array en varios apuntamientos	80
Tabla 4.6 Comparación de los anchos de haz	80
Tabla 4.7 Características del array circular en broadside.....	83
Tabla 4.8 Características del array en varios apuntamientos	85
Tabla 4.9 Características del array circular con ponderación de Chebyshev.....	86
Tabla 4.10 Características del array en recepción.....	87
Tabla 4.11 Anchos de haz a distintas frecuencias en broadside	89
Tabla 4.12 Anchos de haz y apuntamientos para azimuth 45° , elevación 0°	90
Tabla 4.13 Anchos de haz y apuntamiento para azimuth 0° , elevación 30°	91
Tabla 4.14 Pendiente y precisión monopolso obtenidas en broadside	95
Tabla 4.15 Pendientes y precisiones obtenidas a distintas separaciones en azimuth	95
Tabla 4.16 Pendientes y precisiones obtenidas a distintas separaciones en elevación	96
Tabla 4.17 Características del array en banda X (broadside)	101
Tabla 4.18 Características del array circular banda X en broadside	103
Tabla 4.19 Características del array circular en banda X apuntado	104
Tabla 4.20 Características del array circular banda X en recepción (broadside)	105
Tabla 4.21 Características del array con elemento radiante directivo	108

Capítulo 1. Radares Meteorológicos

Introducción

Los radares se desarrollaron extensamente durante la Segunda Guerra Mundial para la detección y control del tráfico aéreo. Los primeros radares usaban la banda de métricas, pero la búsqueda de mayores anchos de banda para conseguir una mejor precisión en la localización de los vehículos aéreos, en particular su altura, llevó a la invención del magnetrón y el desarrollo de radares en la banda de centimétricas. Las longitudes de onda más usadas eran 10 cm principalmente en equipos en tierra y 3 cm para equipos embarcados. Con el uso de longitudes de onda más cortas y el desarrollo de transmisores de mayor potencia, pronto se hizo obvio que se recibían respuestas de otros cuerpos aéreos aparte de las procedentes de los vehículos, y no tardó en encontrarse la correlación entre estas respuestas y las de las reflexiones de la señal en la tierra. Durante las etapas posteriores de la Guerra, la atención se centró en explicar estos ecos y buscar la forma de mitigar sus efectos en el papel principal del radar de detección del tráfico aéreo.

Tras la Guerra surgió una nueva rama de la ciencia que explotaba el radar como herramienta de observación y medida meteorológica, con unidades operativas y de investigación distribuidas en diferentes países. Fue a partir de ese momento cuando se empezaron a diseñar radares específicos para propósitos meteorológicos, por lo que mucha parte de la investigación anterior se llevó a cabo con radares diseñados para otros fines. La principal diferencia es que en los radares propiamente meteorológicos la señal deseada es la proveniente de la dispersión de la señal al incidir en los diversos hidrometeoros, la cual en los radares tradicionales era considerada clutter. Esto implica que los blancos ya no son puntuales, sino que consisten en múltiples reflectores encerrados en un mismo volumen de observación [1].

Señales meteorológicas

La ecuación radar en meteorología

De la misma forma en que los vehículos aéreos representan blancos para el haz del radar, y dispersan parte de la energía incidente en ellos de vuelta hacia el receptor, lo mismo ocurre con una gota de agua, un cristal de nieve, partículas de nubes, o de hecho cualquier otra partícula aérea.

Las gotas de agua en la atmósfera no superan los 6 mm de diámetro ya que las gotas de mayor tamaño precipitan, por lo que es correcto asumir que el tamaño de la partícula es menor que la longitud de onda es cuando ésta es de 3 cm y superior.

Las partículas de hielo presentan problemas teóricos, los copos de nieve por no tener forma esférica (de hecho pueden presentar una dimensión mayor de 3 cm) e igualmente el granizo, del que se han conocido casos de diámetro mayor de 10 cm. El tratamiento de este problema es razonable cuando sólo hay partículas líquidas en el haz y la longitud de onda supera los 3 cm. En caso de que haya partículas heladas, y para todas las formas de precipitación cuando la longitud de onda está por debajo de los 3 cm, la resolución cuantitativa exacta es imposible, aunque sí se sabe cualitativamente qué esperar [1].

Todo esto lleva a que, en general, los radares meteorológicos interceptarán blancos pequeños comparados con la longitud de onda del pulso radar, por lo que podemos suponer que tendrán lugar fenómenos de dispersión fundamentalmente. Para los blancos meteorológicos

típicos serán poco significativos los fenómenos de reflexión, que aparecen en blancos de mayor tamaño, y los de absorción, que se dan en muy pequeña medida y producen un ligero calentamiento del blanco así como una pérdida de intensidad de la señal a lo largo de la trayectoria.

El fenómeno de la dispersión consiste en que la energía que el blanco intercepta del haz se remite instantáneamente en todas direcciones, pudiendo existir para algunos blancos direcciones privilegiadas, tal y como sucede en los blancos meteorológicos, en los que se emite más energía en la dirección que une el radar con el blanco. Este fenómeno es conocido como retrodispersión.

Para cuantificar este fenómeno se hace uso del concepto de sección eficaz de retrodispersión (sección radar), definida como el área aparente capaz de interceptar la energía necesaria para que, al remitirla simultáneamente por igual en todas direcciones, coincida con la que realmente emite en la dirección de procedencia del haz. Los blancos pequeños en relación con la longitud de onda (tomados como aquellos cuyo diámetro es menor que $\lambda/16$) se encuentran en la denominada región de Rayleigh. En estos casos, la sección eficaz de retrodispersión viene dada por la expresión ([1], [2])

$$\sigma_b = \frac{\pi^5 |K|^2 D^6}{\lambda^4} \quad (1.1)$$

donde D es el diámetro de la partícula, λ es la longitud de onda y K es una constante que depende la permitividad relativa del agua, ϵ_r ,

$$|K|^2 = \left| \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \right|^2 \quad (1.2)$$

$|K|^2$ varía entre 0.91 y 0.93 para longitudes de onda entre 0.01 y 0.1 m, y es prácticamente independiente de la temperatura. Las partículas heladas tienen valores de $|K|^2$ de unos 0.18 (para una densidad de 0.917 g/cm³), que de nuevo es independiente de la temperatura en la región de microondas.

Dado que las gotas de agua y las partículas de nube no se presentan por separado dentro del volumen que abarca el pulso radar, sino que están distribuidas aleatoriamente en todo este volumen, la potencia de retrodispersión de todo el conjunto es la suma de las contribuciones de cada partícula. La potencia de una sola gota de agua es demasiado baja para ser detectada, pero si se considera que hay un gran número de gotas en cada metro cúbico de aire, e igualmente con las partículas de nube en cada centímetro cúbico de aire nuboso, se ve que se debe tratar con una gran cantidad de blancos dispersivos.

Según lo anterior, los blancos meteorológicos son blancos puntuales extendidos a una región extensa del espacio, por lo que se hace uso del volumen de muestreo dado como el volumen del espacio barrido por el haz radar cuyo eco llega al receptor al mismo instante. Es decir, la superficie del volumen de muestreo es la del haz radar, pero su longitud es la mitad de la longitud del pulso $\tau_c/2$. Por lo tanto podemos obtener la sección eficaz de retrodispersión de todo el volumen como la suma de las secciones de las N partículas que lo componen, de la forma,

$$\sigma_{b_{total}} = \sum_{i=0}^N \sigma_{b_i} = \sum_{i=0}^N \frac{\pi^5 |K|^2 D_i^6}{\lambda^4} = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} \sum_{i=0}^N D_i^6 \quad (1.3)$$

Si suponemos que la distribución de los blancos es homogénea para todo el volumen de muestreo, se puede expresar esta sección total en función de la sección eficaz por unidad de volumen,

$$\sigma_{b_{total}} = V \cdot \sum_{vol} \sigma_{b_i} \quad (1.4)$$

El volumen iluminado por el haz V es el representado en la figura 1.1,

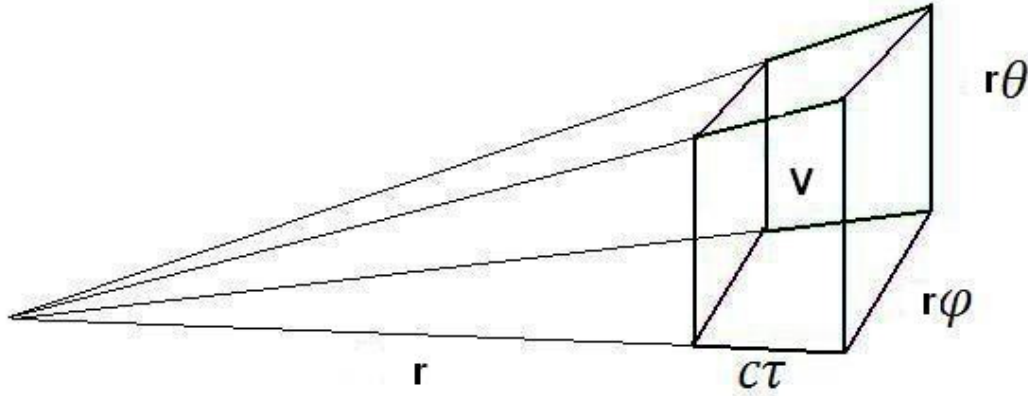


FIGURA 1.1 VOLUMEN ILUMINADO POR EL HAZ

donde φ y θ son los anchos de haz en azimut y elevación, y a una distancia r suficientemente alta se pueden aproximar los arcos $rtg(\theta)$ y $rtg(\varphi)$, como $r\varphi$ y $r\theta$ respectivamente. Este volumen se puede calcular como

$$V \approx \frac{\pi}{8} r\theta \cdot r\varphi \cdot c\tau = \frac{\pi\theta\varphi r^2 c\tau}{8} \quad (1.5)$$

donde c es la velocidad de la luz y τ la anchura del pulso radar transmitido.

La ecuación radar clásica parte de la siguiente expresión,

$$P_r = \frac{\beta\sigma}{r^4} \quad (1.6)$$

siendo β una constante que depende de las características del radar, r es la distancia al blanco y σ es la sección radar del blanco. Introduciendo las expresiones (1.3) y (1.5) en la ecuación radar clásica, obtenemos

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{\beta\sigma_{b_{total}}}{r^4} = \frac{\beta}{r^4} V \cdot \sum_{vol} \sigma_{b_i} = \frac{\beta}{r^4} \cdot \frac{\pi\theta\varphi r^2 c\tau}{8} \cdot \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} \sum_{i=0}^N D_i^6 \\ &= \frac{\beta\pi^6\theta\varphi c\tau |K|^2}{8\lambda^4 r^2} Z \\ &= \frac{\beta'}{r^2} Z \end{aligned} \quad (1.7)$$

donde Z representa el factor de reflectividad definido como

$$Z = \sum_{i=0}^N D_i^6 \quad (1.8)$$

Según la relación (1.7), la potencia recibida es proporcional a la reflectividad Z a través de una constante β que depende de las características del sistema, y es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia al blanco. Esto último es importante ya que la ecuación radar clásica parte de una relación con la potencia cuarta de la distancia. Como la ganancia de la antena no es uniforme en todo el haz se asume que tiene forma gaussiana, de modo que la ecuación para la potencia recibida es, en términos de reflectividad ([1], [2]),

$$P_r = \frac{\beta \pi^6 \theta \varphi c \tau |K|^2}{8 \lambda^4 r^2} Z \quad (1.9)$$

Respetando la consistencia en las unidades y empleando el sistema de medida MKS obtendremos para la reflectividad Z dimensiones de m^6/m^3 . No obstante, es conveniente la conversión a unidades de mm^6/m^3 , por lo que hay que multiplicar Z por un factor de 10^{18} . Expresando (1.9) en unidades logarítmicas y kilómetros se requiere multiplicar Z por 10^3 . Dado que Z puede tomar valores de interés en varios órdenes de magnitud distintos, se suele emplear la escala logarítmica. De esta forma tenemos:

$$dBZ = C + P_r(\text{dBm}) + 20 \log r \text{ (km)} \quad (1.10)$$

donde C se conoce como *Constante del Radar Meteorológico*. Para una distancia y potencia reflejada fijas, menores valores de C proporcionan reflectividades más bajas, por lo que los valores bajos de C se corresponden a radares con mayor sensibilidad.

Estimación de la precipitación

Un radar Doppler utiliza pulsos para determinar el movimiento y la velocidad de los blancos además de conocer la potencia o energía que reflejan. Para poder efectuar las diversas operaciones de previsión y alarma meteorológicas, el radar necesita estimar, para cada volumen de resolución, tres momentos espectrales:

- El momento cero o potencia del eco del espectro Doppler es simplemente la potencia reflejada por el volumen ocupado por un pulso. Es la información más utilizada habitualmente, ya que es un indicador del contenido acuoso o la intensidad de la precipitación en el volumen de resolución.
- El primer momento o desplazamiento Doppler normalizada respecto al momento cero, es la velocidad radial y se halla calculando la variación con el tiempo de la fase; da información de cómo se mueven los blancos. Si la elevación de la antena es suficientemente baja, este parámetro representa esencialmente el movimiento del aire en dirección al radar, lo que puede ser muy útil a la hora de determinar la rotación de una tormenta, por ejemplo.
- El segundo momento o la anchura espectral es la anchura del espectro Doppler, para lo cual se mide el campo de variación de la velocidad radial. Es una medida de la dispersión de la velocidad, es decir, de la turbulencia en el volumen de resolución.

Los momentos cero y segundo del espectro Doppler también pueden estimarse en radares incoherentes con detectores de envolvente.

Por todo esto, las técnicas de los radares Doppler pulsados se han aplicado con especial éxito al seguimiento de tormentas severas, mostrando en tiempo real la formación y el desarrollo de los tornados, por ejemplo. Los haces del radar penetran en las nubes para revelar la estructura dinámica interna, de otra forma inobservable.

Del momento cero del espectro Doppler o potencia reflejada, el radar puede extraer el único parámetro a través del cual puede estimarse la intensidad de la precipitación, que es la reflectividad Z . La reflectividad es el único dato directo que obtiene el radar de una región donde se está produciendo precipitación.

El principal problema de la estimación de la intensidad de la precipitación a través únicamente de la reflectividad es que no existe una relación biunívoca entre ésta y contenido acuoso. Cuando la precipitación dentro del haz del radar está enteramente en forma de lluvia, existen unas relaciones empíricas que dan una expresión media entre la reflectividad Z y la intensidad de la precipitación R (mm/h), las relaciones Z - R , basadas en las medidas del tamaño de las gotas en la tierra. La relación más utilizada es la Marshall-Palmer, [3]

$$Z = aR^b \quad (1.11)$$

siendo la constante a dependiente de las características del radar y b toma valores en torno a 1.6; en este caso $a=200$ y $b=1.6$. Al ser una relación empírica puede presentar altas variaciones en torno a la media.

Como se vio en el apartado anterior, la reflectividad es proporcional a la potencia dispersada por las gotas de precipitación por unidad de volumen cuando éstas son iluminadas por el haz del radar. Físicamente, la reflectividad se define como el sumatorio de los diámetros de las gotas elevados a la sexta potencia (ecuación (1.8)), por unidad de volumen, por lo que está muy condicionada por el tamaño de las gotas que componen la precipitación.

Las medidas realizadas del tamaño de las gotas de agua en la tierra o en el aire, y el de las partículas de nube en el aire revelan que en un momento y en un lugar dados ninguno de estos tamaños es constante, sino que aparecen un amplio rango de valores, cada uno de los cuales proporciona una potencia retrodispersada distinta. La reflectividad, sin embargo, no puede ser calculada sin un conocimiento de la distribución del tamaño de las gotas de agua y nube.

A través de un gran número de observaciones en muchos emplazamientos a lo largo del mundo, se han determinado distribuciones de tamaños de las gotas para diferentes tipos de nubes y distintas intensidades de lluvia. Los cálculos de la potencia retrodispersada a través de estas distribuciones revelan que, excepto a distancias muy cortas (por ejemplo si el haz estuviera apuntando verticalmente), la potencia reflejada por una nube compuesta únicamente de gotas de agua no es detectable, y que los ecos recibidos en los radares convencionales provienen de la nieve, el granizo o la lluvia en precipitación y no en la nube. De hecho, los radares detectan únicamente la precipitación, aunque hay ocasiones en las que la precipitación comienza en elevadas alturas en forma de cristales de hielo y se puede evaporar antes de alcanzar el suelo.

En conclusión, cada tipo de precipitación tiene su propia distribución de tamaños por lo que se puede decir que, para el mismo contenido acuoso por unidad de volumen, la reflectividad

sobreestima las precipitaciones en las que predominan las gotas más grandes, es decir, las de tipo chubasco.

Tampoco existe una relación biunívoca entre la reflectividad y la intensidad de precipitación; en esta última interviene además la velocidad de caída de las gotas. Sin embargo se puede hacer uso de las relaciones Z-R. Si aplicásemos una de estas relaciones con carácter general se estaría cometiendo un error cuando el tipo de precipitación no fuera aquél para el que dichas relaciones está indicado. Por eso para cada tipo de precipitación se puede obtener una relación de este tipo, pero el problema reside en que el tipo de precipitación está sujeto a una gran variabilidad tanto espacial como temporal, lo que imposibilita la implantación de un método automático que aplique la relación idónea en cada caso. Lo que se hace es aplicar una única relación lo más representativa posible del tipo de precipitación predominante [3].

El hecho de que la relación entre reflectividad e intensidad de lluvia no sea unívoca, hace que se considere más apropiado representar en las imágenes radar la reflectividad. Esto se puede ver en la figura 1.2, que representa la imagen del radar meteorológico de la costa Este de Estados Unidos, datos ofrecidos por el National Weather Service [6].

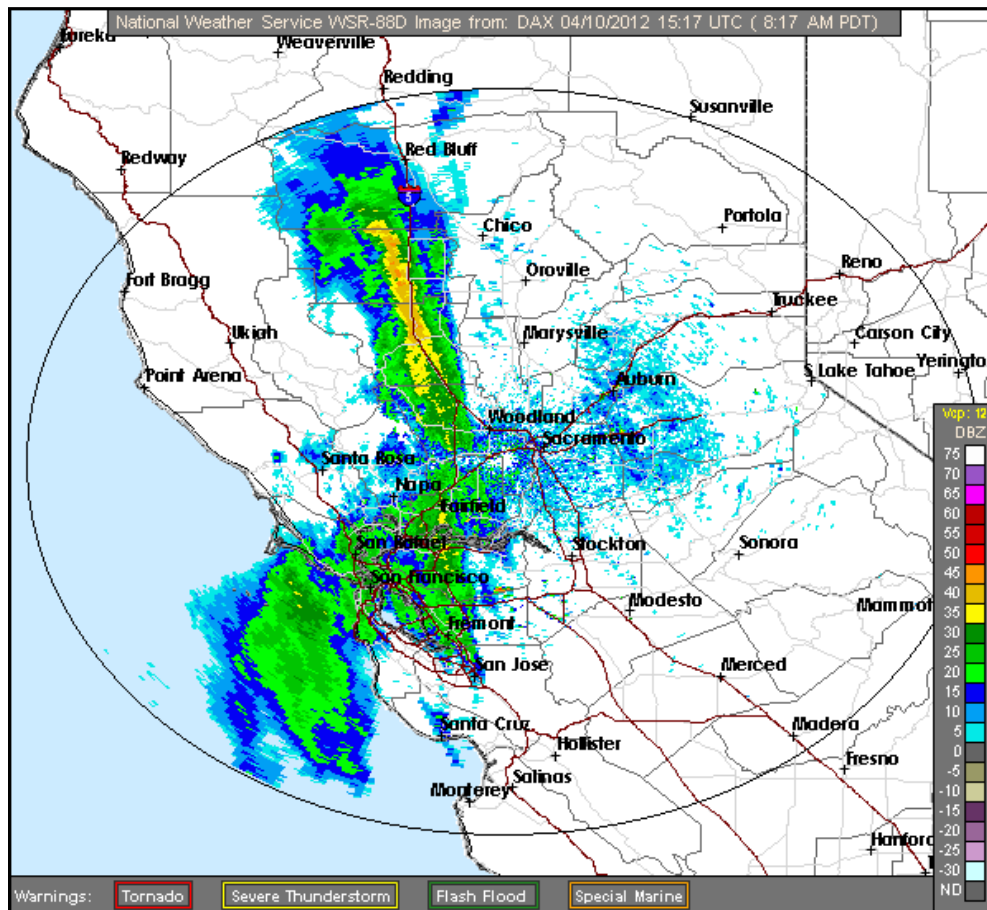


FIGURA 1.2 IMAGEN RADAR QUE REPRESENTA LA REFLECTIVIDAD

Los valores de Z obtenidos permiten interpretar el escenario meteorológico. Por ejemplo, en nubes sin precipitación se tienen valores de -40 dBZ, que son de interés para el estudio de la física de la nube. En las capas bajas de la atmósfera, el “aire claro” son típicos los valores del orden de -20 dBZ a 20 dBZ, y frecuentemente son debidos a pájaros e insectos. En la lluvia, la reflectividad puede abarcar desde 0-10 dBZ hasta como mucho 60 dBZ, siendo la

lluvia de 55 dBZ a 60 dBZ la causante de inundaciones severas. Las fuertes granizadas producen valores de Z superiores a 70 dBZ [2].

Por otro lado, la correcta determinación de la reflectividad y otros parámetros se enfrenta, entre otros, a los siguientes problemas:

- Atenuación.
- Bloqueo del haz por obstáculos, generalmente montañas.
- Presencia de ecos no meteorológicos. Las señales no deseadas o clutter en un radar meteorológico pueden ser clutter superficial por reflexiones en tierra o mar debidas a lóbulos laterales, accidentes orográficos o propagación anómala, o clutter puntual por reflexiones en aviones, pájaros o bandadas de insectos.
- Reflectividad mal calculada debido al tamaño excesivo de los blancos y/o a la presencia de hielo. Pueden producirse entre otros los siguientes efectos: en caso de hielo seco, la reflectividad se subestimaría en un factor de 4.7 (6.7 dB) o si hay granizo de gran tamaño ya no se encontraría en la región Rayleigh y la relación entre sección eficaz de retrodispersión y diámetro no es válida. También ocurre que los copos de nieve que se funden (coalescencia) se comportan como gotas grandes.

Además, en los últimos tiempos, debido a la proliferación de parques eólicos, es necesario añadir su presencia a la lista de problemas.

Otra forma de representar los datos recogidos por el radar es mediante las imágenes de velocidad radial, que muestran la velocidad obtenida mediante la estimación del primer momento del espectro Doppler o desplazamiento Doppler. Los datos de velocidad radial proporcionan como información importante la rotación de un hidrometeoro. Un solo radar no es capaz de ver un vórtice completo de un mesociclón, por ejemplo, pero sí las componentes del viento que se mueven en la dirección del haz transmitido ya que el resto de componentes aparecerán con velocidades radiales muy bajas. Así, en las imágenes de velocidad lo que se muestra es una escala de velocidades positivas y negativas. Esto se puede ver en la figura 1.3, que muestra la misma región que la figura 1.2 pero ahora con los datos de velocidad [6].

Consideraciones de diseño

Los cuatro factores que más afectan al diseño de radares meteorológicos son la atenuación, las ambigüedades de distancia, las ambigüedades de velocidad y el clutter de tierra o mar. La combinación de estos factores, junto con la necesidad de obtener resoluciones espaciales adecuadas, lleva como ya se ha comentado a la selección de una longitud de onda en el rango de 3 a 10 cm para la mayoría de las aplicaciones.

Efectos de la atenuación.

La atenuación tiene al menos dos efectos negativos en las señales meteorológicas radar. En primer lugar, se hace muy complicado tener medidas cuantitativas precisas de la energía retrodispersada de precipitaciones más allá de las inmediatas al radar. Esto hace que al no conseguir medidas precisas de la sección de retrodispersión, haya que corregir las medidas de intensidad de precipitación por la atenuación cuando sea posible.

En segundo lugar, si la atenuación debida a la precipitación o la distancia al radar es suficientemente grande, la señal de precipitación de una celda que esté detrás de una región con fuerte absorción puede verse totalmente suprimida.

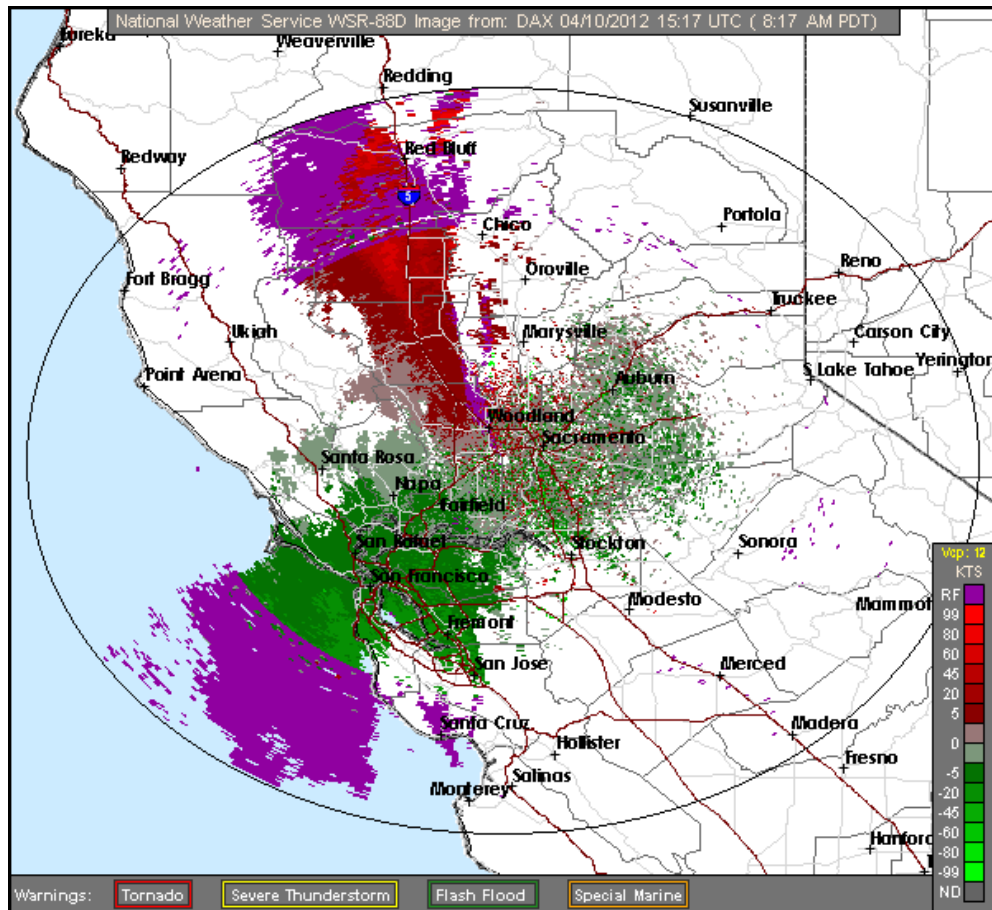


FIGURA 1.3 IMAGEN RADAR QUE REPRESENTA LA VELOCIDAD RADIAL

En algunas aplicaciones de los radares meteorológicos es deseable intentar medir la atenuación a lo largo de caminos de propagación determinados. Esto se hace porque la absorción que sufre la señal en una región está relacionada al contenido acuoso y puede proporcionar útil información para la detección de fenómenos como el granizo, empleada en conjunto con una técnica de doble longitud de onda.

A continuación se describen algunas expresiones cuantitativas que relacionan la atenuación con la precipitación [2].

Atenuación por vapor de agua. El vapor de agua atmosférico puede presentarse en cantidades de hasta 25 g/m^3 y da atenuaciones variables en función de ello. Sin embargo, a longitudes de onda típicas de los radares meteorológicos, superiores a 3 cm , la atenuación es menor que unas centésimas de decibelio por kilómetro, por lo que se suele ignorar. El oxígeno gaseoso contribuye al efecto de absorción en muy baja medida, por lo que también se suele despreciar.

Atenuación por nubes. Se entienden las partículas de nube como las partículas de agua o hielo con radios menores a 0.01 cm . Para longitudes de onda que sobrepasen los 0.5 cm , la atenuación depende primordialmente del contenido acuoso y es independiente de la distribución de tamaños de las gotas. Procedimientos empíricos indican que este contenido acuoso en nubes normalmente va de 1 a 2.5 g/m^3 , si bien se han reportado casos aislados con contenidos de hasta 4 g/m^3 . En nubes de hielo, raramente se exceden los 0.5 y suele ser menor que 0.1 g/m^3 . La atenuación debida a las partículas de nube se puede escribir como:

$$K = K_1 M \quad (1.12)$$

siendo K la atenuación (dB/km), K_1 el coeficiente de atenuación (dB/km/(g/m³)) y M el contenido acuoso (g/m³). En la tabla 1.1 se muestran algunos valores de K_1 para nubes de agua y hielo a varias temperaturas y longitudes de onda [9].

Temperatura (°C)		Longitud de onda (cm)			
		0.9	1.24	1.8	3.2
Nube de agua	20	0.647	0.311	0.128	0.0483
	10	0.681	0.406	0.179	0.063
	0	0.99	0.532	0.267	0.0858
	-8	1.25	0.684	0.34	0.112
Nube de hielo	0	$8.74 \cdot 10^{-3}$	$6.35 \cdot 10^{-3}$	$4.36 \cdot 10^{-3}$	$2.46 \cdot 10^{-3}$
	-10	$2.93 \cdot 10^{-3}$	$2.11 \cdot 10^{-3}$	$1.46 \cdot 10^{-3}$	$8.19 \cdot 10^{-3}$
	-20	$2.0 \cdot 10^{-3}$	$1.45 \cdot 10^{-3}$	$1.0 \cdot 10^{-3}$	$5.63 \cdot 10^{-3}$

TABLA 1.1 COEFICIENTE DE ATENUACIÓN K_1 EN DB/KM POR G/M³ DE CONTENIDO ACUOSO

De los resultados expuestos en la tabla se extrae que la atenuación decrece con el aumento de la longitud de onda y con el aumento de la temperatura. Las nubes de hielo presentan atenuaciones de sobre dos órdenes de magnitud menores que las de agua para el mismo contenido acuoso.

Atenuación por lluvia. Los efectos de absorción y dispersión de las de las gotas de lluvia se vuelven más pronunciados a frecuencias de microondas altas, donde las longitudes de onda y los diámetros de las gotas de agua pueden ser comparables. En la banda de 10 cm los efectos son apreciables, pero disminuyen en gran medida según se crece en la banda.

En la práctica, ha sido conveniente expresar la atenuación por lluvia en función de la intensidad de precipitación R , que depende del contenido acuoso y de la velocidad de caída de las gotas, esto último a su vez dependiente del tamaño. De diferentes estudios se puede deducir la atenuación aproximadamente por

$$K_R = \int_0^{r_0} K[R(r)]^\alpha dr \quad (1.13)$$

donde K_R es la atenuación total (dB), $R(r)$ la intensidad de lluvia a lo largo de un camino r , r_0 la longitud del camino de propagación (km), K una constante dependiente de la frecuencia y la temperatura, y α una constante dependiente de la frecuencia.

La mayor inseguridad en la predicción de la atenuación causada por la lluvia cuando se emplean fórmulas teóricas como base de cálculo es el limitado conocimiento de la distribución de tamaños de las gotas de lluvia de diferentes tasas de lluvia bajo distintas condiciones climáticas. No obstante, diferentes estudios evidencian que se puede relacionar una cierta distribución de tamaños como la más probable para una determinada intensidad de lluvia. Estos estudios dan como resultado las secciones de absorción para diferentes intensidades. La sección de absorción total depende de la temperatura (por sus efectos en las propiedades dieléctricas del agua), y es importante efectuar las correcciones correspondientes. En la tabla 1.2 se puede ver la atenuación por kilómetro para distintas intensidades y a distintas longitudes de onda [9].

Intensidad de lluvia (mm/h)	Longitud de onda (cm)			
	0.3	1	3	10
0.25	0.305	0.037	0.00224	0.0000997
1.25	1.15	0.228	0.0161	0.000416
2.5	1.98	0.492	0.0388	0.000785
12.5	6.72	2.73	0.285	0.00364
25	11.3	5.47	0.656	0.00728
50	19.2	10.7	1.46	0.0149
100	33.3	20	3.24	0.0311

TABLA 1.2 ATENUACIÓN EN DB/KM PARA DIFERENTES INTENSIDADES DE LLUVIA A UNA TEMPERATURA DE 18°C

Para determinar la atenuación total causada por la lluvia a través de un camino de propagación, se debe conocer o asumir la distribución de las tasas de lluvia y de los tamaños de las gotas en las tres dimensiones del espacio de propagación.

Atenuación por granizo. La atenuación causada por el granizo es un centésima parte de la que origina la lluvia, y las nubes de cristales de hielo no causan atenuación sensible. Sin embargo estos resultados, válidos para partículas secas, no tienen el mismo efecto en partículas a medio derretir. Por ejemplo, cuando en una esfera helada de 0.2 cm de radio una décima parte del mismo se presenta derretida, la dispersión que presenta es de aproximadamente el 90% de la que presentaría una gota siendo ya totalmente agua.

Atenuación por niebla. La consecuencia característica de la presencia de niebla es la reducción en la visibilidad. Ésta depende tanto del tamaño de las partículas de niebla como de su número, y no tanto del contenido acuoso. En la práctica sin embargo, la visibilidad es una aproximación del contenido acuoso y se puede emplear por tanto para estimar la atenuación en las ondas de radio.

La atenuación en niebla varía con la temperatura de nuevo porque la constante dieléctrica del agua varía con ella. En la tabla 1.3 se muestran algunas cifras de atenuación [9].

Visibilidad (m)	Longitud de onda (cm)		
	1.25	3.2	10
30	1.25	0.2	0.02
90	0.25	0.04	0.004
300	0.045	0.007	0.001

TABLA 1.3 ATENUACIÓN CAUSADA POR NUBES DE NIEBLA A 0°C (DB/KM)

Ambigüedades de distancia y velocidad

En los radares pulsados, la información Doppler y la reflectividad se obtienen de las medidas realizadas en una secuencia de pulsos periódicos de frecuencia PRF. Dado que la frecuencia de los pulsos determina típicamente la frecuencia de muestreo de la señal Doppler para frecuencia de pulsos constante, la máxima frecuencia Doppler (frecuencia de Nyquist) que se puede medir sin ambigüedad para una frecuencia de repetición de pulsos es ([2], [11]):

$$f_{Nyq} = \pm \frac{PRF}{2} \quad (1.14)$$

Por otro lado, la distancia máxima no ambigua medible está condicionada por la separación entre los pulsos o lo que es lo mismo, la inversa de su frecuencia según la forma:

$$R_{mna} = \frac{c}{2PRF} \quad (1.15)$$

La velocidad radial del blanco está linealmente relacionada con la frecuencia Doppler, de forma que la máxima velocidad no ambigua será:

$$V_{mna} = \frac{\lambda}{2} f_{Nyq} \quad (1.16)$$

Por último, se concluye que el producto de la velocidad no ambigua y la distancia no ambigua que puede presentar un blanco medible se rige por la expresión:

$$V_{mna} R_{mna} = \frac{\lambda c}{8} \quad (1.17)$$

Para radares con PRF constantes, el producto se maximiza maximizando la longitud de onda transmitida. Usar largas longitudes de onda permite optimizar la PRF alcanzando un compromiso entre la distancia y la velocidad máxima no ambigua.

Efectos del clutter

Se denomina clutter a aquellas señales no deseadas que son detectadas por el radar y que enmascaran la señal deseada, es decir, la señal meteorológica. Emplearemos la siguiente clasificación de clutter:

- Clutter puntual. Este tipo de clutter está provocado por ecos puntuales que ocupan menos de una celda de resolución del radar. Es este caso, dadas las características de los radares meteorológicos y sus modos de exploración se suele tratar de ecos procedentes de aviones.
- Clutter volumétrico o biológico. Bandadas de pájaros y enjambres de insectos también perturban el funcionamiento del radar meteorológico. Este tipo de clutter es además estacional, es decir, depende de la estación del año y también de la climatología. Aparece como una nube de baja reflectividad en las proximidades del radar para las elevaciones más bajas. Es de destacar que se suele observar un esquema de velocidades bien definido.
- Clutter producido por aerogeneradores. En los últimos años este efecto se está viendo magnificado dada la proliferación de parques de producción de energía eólica. Este tipo de clutter es puntual en cuanto a su posición, pero variable en cuanto a sus efectos. La torre es un componente estático que puede ser eliminado fácilmente, pero las aspas están en continuo movimiento y producen desplazamientos Doppler variantes en el tiempo.
- Clutter estático. Probablemente es el más habitual y conocido. Lo componen los retornos de tierra o ecos fijos que pueden enmascarar la señal meteorológica cuando la elevación de la antena es baja. Existen numerosos tipos de

mitigación de este clutter, ya sea en el dominio del tiempo o de la frecuencia. En la figura 1.4 se muestra el espectro de señal meteorológica y clutter estático, que se caracteriza por tener velocidad media 0 y una anchura espectral estrecha, frente a la señal meteorológica, de velocidad media v_m y anchura mayor. Ambas señales se pueden modelar por una gaussiana.

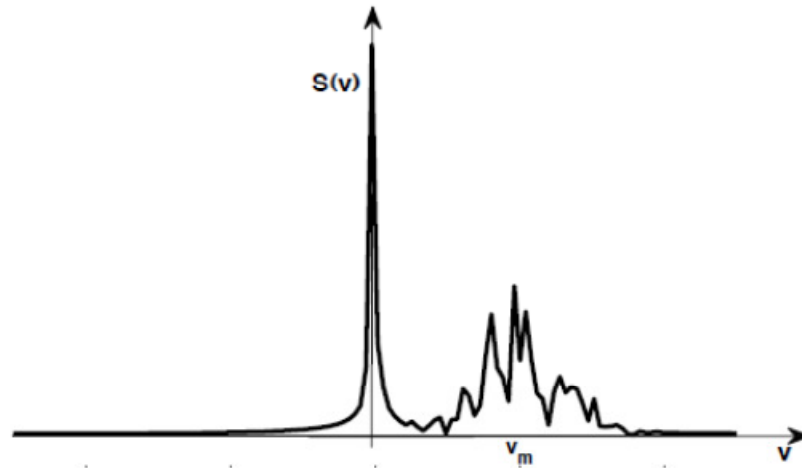


FIGURA 1.4 ESPECTRO DE CLUTTER Y DE LA SEÑAL METEOROLÓGICA

La mayoría de las aplicaciones de la meteorología radar precisan de la correcta detección de ecos meteorológicos en presencia de clutter de tierra. De hecho, las medidas de precipitación cercanas a la tierra son de especial interés en aplicaciones agrícolas e hidrológicas, así como para datos de información al público general.

Aunque el clutter de tierra no se puede eliminar, sí que se puede como ya se ha mencionado mitigar a través de un cuidadoso diseño. El principal enfoque se basa en usar una antena con bajo nivel de lóbulos secundarios especialmente en elevación, que cancele la componente de clutter de los ecos entrantes cuando el haz principal está ligeramente por encima del horizonte. Una segunda opción es emplear longitudes de onda más cortas que conllevan una mejora en la relación señal a clutter debido al hecho de que la potencia dispersada en la región de Rayleigh es inversamente proporcional a λ^4 , mientras que la potencia de clutter de tierra depende débilmente de la longitud de onda. Si se asume que de hecho es independiente y se fija el ancho de haz de la antena, se puede demostrar que la relación señal a clutter es inversamente proporcional a λ^2 .

Los radares meteorológicos típicamente usan técnicas de procesamiento digital de señal para implementar filtros de clutter que cancelan los ecos de clutter cercanos a la velocidad 0. Estos filtros se pueden implementar usando o bien un filtro de clutter en el dominio del tiempo aplicado a los canales I y Q para suprimir las componentes de clutter de velocidad 0 o bien un banco de filtros digitales de espectro de potencia en el dominio de la frecuencia para conseguir el mismo efecto [7]. Los filtros en el dominio del tiempo para radares de exploración mecánica son normalmente de respuesta al impulso infinita (IIR) con anchos de banda estrechos y ajustables hasta un par de m/s con niveles de supresión de 40-60 dB.

Estos filtros en el dominio del tiempo con un mínimo de frecuencia a velocidad 0 también cancelarán la potencia de los ecos meteorológicos que pueden existir en esa misma región de velocidad, perjudicando todas las estimaciones de reflectividad y velocidad.

Los filtros de clutter en el dominio espectral implementados por una transformada discreta de Fourier (DFT), sin embargo, cancelan las componentes cercanas al cero en el dominio de la frecuencia y pueden interpolar el espectro remanente a lo largo de esta región para mantener la mayoría de la información espectral. Así, cuando se asume el modelado por señales gaussianas, el espectro de señal remanente proporciona estimaciones de todos los momentos espectrales no perturbadas.

Procesado de señales meteorológicas

Se puede demostrar que la señal recibida de los blancos meteorológicos se puede representar como un proceso gaussiano de banda estrecha. Esto es consecuencia directa de varias condiciones; en primer lugar el número de dispersores encerrados en el volumen de resolución es elevado ($>10^6$), además, este volumen es suficientemente grande comparado con la longitud de onda, debe contener múltiples fuentes puntuales de dispersión que causan desfases en la señal de 0 a 2π que se combinan y se reflejan de vuelta y por último, las partículas están en movimiento relativo debido a las turbulencias, la investida del viento y sus diferentes velocidades de caída.

Las componentes en fase y cuadratura (I y Q) de los ecos recibidos son variables aleatorias si las posiciones de los dispersores cambian de forma impredecible. Dado que I y Q están compuestas de un gran número de contribuciones (I_i y Q_i , con diferentes amplitudes y fases aleatorias), se puede emplear el Teorema Central del Límite para deducir que I y Q tienen una función densidad de probabilidad gaussiana de media 0. Esta función densidad de probabilidad conjunta es:

$$Prob(I, Q) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{I^2}{2\sigma^2} - \frac{Q^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.18)$$

donde σ^2 es el valor cuadrático medio de I (igual para Q). Dado que la potencia que llega al receptor con un retardo τ_s se puede expresar como

$$P(\tau_s) = (I^2 + Q^2) \quad (1.19)$$

se deduce que la potencia instantánea tiene una distribución exponencial de media $\bar{P} = a\sigma^2$ [5].

Estimación de los momentos espectrales

Debido a que todas las partículas en el volumen bajo estudio se mueven con cierta velocidad radial media, el espectro Doppler tiene un desplazamiento equivalente a esta frecuencia media respecto de la frecuencia transmitida. Finalmente, dado que las partículas están en movimiento relativo unas respecto de otras, esto provoca un ensanchamiento Doppler habitualmente denominado anchura del espectro Doppler [2], [11].

La figura 1.5 representa la densidad espectral de potencia de una señal meteorológica ideal.

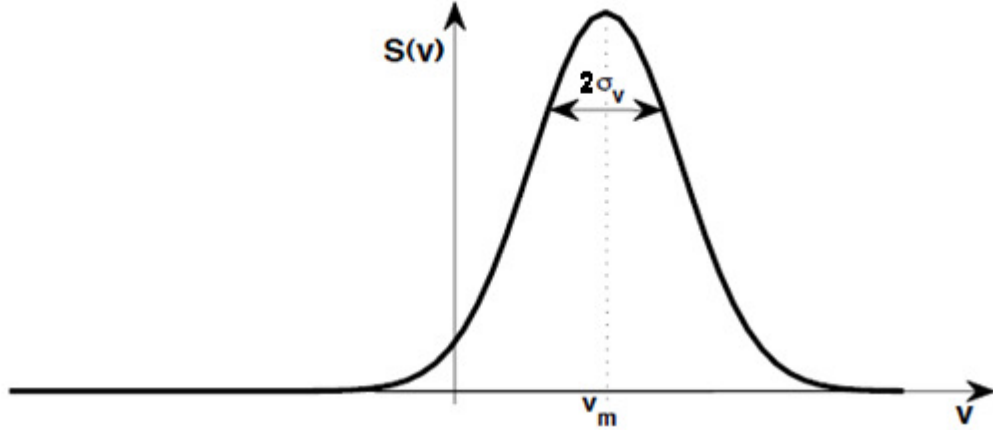


FIGURA 1.5 ESPECTRO DE VELOCIDADES

La potencia recibida se puede calcular como la integral bajo la curva del espectro, es decir,

$$P_r = \int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) df \quad (1.20)$$

donde frecuencia Doppler f y velocidad radial v están relacionadas por

$$v = \frac{2 \cdot f}{\lambda} \quad (1.21)$$

Para el cálculo de la velocidad media y de la anchura espectral se usa una versión normalizada de la densidad espectral de potencia:

$$S_n(v) = \frac{S(v)}{\int_{-\infty}^{\infty} S(v) dv} = \frac{S(v)}{P_r} \quad (1.22)$$

Ahora se define la velocidad media Doppler como

$$v_m = \int_{-\infty}^{\infty} v S_n(v) dv \quad (1.23)$$

y se puede obtener la anchura espectral como la raíz cuadrada de la expresión

$$\sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [v - v_m]^2 S_n(v) dv \quad (1.24)$$

Comúnmente se suele referir a σ_v^2 como la varianza del espectro por su equivalencia computacional a la varianza de una variable aleatoria. En definitiva, $S(v)$ es análoga a una función densidad de probabilidad de v dado que de hecho es una distribución de las velocidades de las partículas (v_i) ponderada por la reflectividad en el volumen de dispersión. Por tanto está claro que el espectro Doppler contiene la información necesaria para medir los parámetros de señal meteorológicamente relevantes. Normalmente se habla de estos tres momentos espectrales como los *datos básicos* y frecuentemente se los denomina Z (*zero moment*, potencia recibida), V (velocidad media) y W (anchura espectral), con la debida conversión y unidades.

En general, se suele utilizar la demodulación I-Q para obtener las partes real e imaginaria de la envolvente compleja de la señal, las cuales se suelen digitalizar en un número elevado de celdas de distancia (~ 1000) a la PRF del radar. La serie temporal compleja que resulta para cada celda se puede procesar empleando una transformada rápida de Fourier (FFT) para obtener una estimación del espectro de potencia Doppler del cual se puede extraer la potencia del eco, la velocidad media y la anchura espectral. La potencia media se puede calcular como

$$P_r = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} [S_m]^2 \quad (1.25)$$

donde S_m son las muestras complejas de la señal muestreada según la PRF para un radar pulsado, en una determinada celda de distancia.

Para la estimación del espectro Doppler se hace uso de un estimador que resulta insesgado en presencia de ruido cuando el espectro es simétrico. Esta técnica, de gran eficiencia computacional, es la denominada *pulsed-pair processing* [3] y parte de la forma general de la autocorrelación compleja de la señal $R(t)$. Para radares pulsados con PRF $1/T$, se puede obtener $R(T)$ como

$$R(T) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} S_{m+1} S_m^* \quad (1.26)$$

donde S_m^* denota el complejo conjugado. Este algoritmo sólo requiere M multiplicaciones complejas para una serie temporal de M muestras, mientras que la FFT necesita $M \log_2 M$. Para aplicarlo, es necesario que pares sucesivos de muestras den estimaciones independientes de $R(T)$.

La velocidad media v_m depende de la fase de la función autocorrelación según

$$v_m = -\frac{\lambda}{4\pi T} \arg[R(T)] \quad (1.27)$$

Por último, se puede demostrar [3] que la anchura espectral se puede estimar, suponiendo un espectro gaussiano, como

$$\sigma_v = \frac{\lambda \sqrt{\ln \frac{Pr - N}{|R(T)|}}}{2\pi T \sqrt{2}} \quad (1.28)$$

donde N es la estimación de la potencia de ruido.

Precisión de la medida

Dado que las señales recibidas son funciones muestreadas de procesos gaussianos aleatorios, el espectro Doppler y sus momentos no pueden ser medidos con exactitud en un periodo finito de tiempo. En consecuencia, todas las medidas tendrán un cierto error, siendo éste función de las propiedades atmosféricas, la longitud de onda del radar y el tiempo destinado a realizar medidas.

Se sabe que para procesos aleatorios gaussianos que emplean una ley de detección cuadrática, las muestras de la potencia media del proceso P_r se distribuyen exponencialmente con varianza P_r^2 . Dado un tiempo de observación T_0 (s) y un ancho de banda de señal σ_f (Hz),

habrá aproximadamente $\sigma_f T_0$ muestras independientes de la envolvente cuadrática de la señal. Por consiguiente, para relaciones señal a ruido elevadas, la estimación de la potencia media (\hat{P}_r) para este proceso tendrá un error cuadrático medio dado por la expresión

$$\text{var}(\hat{P}_r) \approx \frac{P_r^2}{\sigma_f T_0} \quad (1.29)$$

que se puede expresar en función de la anchura espectral sustituyendo en (1.29) la relación $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$

$$\text{var}(\hat{P}_r) \approx \frac{\lambda P_r^2}{2\sigma_v T_0} \quad (1.30)$$

La varianza del estimador de la frecuencia media depende únicamente de la anchura del espectro Doppler y del tiempo de observación. Así, para buenas relaciones señal a ruido podemos escribir

$$\text{var}(\hat{f}) = \frac{\sigma_f}{4\sqrt{\pi}T_0} \quad (1.31)$$

Conociendo que $\text{var}(\hat{v}) = (\lambda/2)^2 \text{var}(\hat{f})$, podemos escribir

$$\text{var}(\hat{v}) = \frac{\lambda\sigma_v}{8\sqrt{\pi}T_0} \quad (1.32)$$

Multiplicando numerador y denominador por σ_v , la ecuación (1.32) pasa a ser

$$\text{var}(\hat{v}) = \frac{\lambda\sigma_v^2}{8\sqrt{\pi}\sigma_v T_0} = \frac{\sigma_v^2}{4\sqrt{\pi}\sigma_f T_0} \quad (1.33)$$

De aquí se comprueba que la varianza del estimador de velocidad media es directamente proporcional a la varianza del espectro Doppler e inversamente proporcional al número de muestras independientes $\sigma_f T_0$. También hay que recalcar que al ser proporcional a λ , para el mismo tiempo de procesamiento T_0 y la misma anchura σ_v , la varianza del estimador se puede reducir disminuyendo la longitud de onda, lo que incrementa el número de muestras independientes.

Actualmente, en la mayoría de los sistemas radar se realiza el procesamiento de señal meteorológica en el dominio de la frecuencia. Una vez realizado este procesado se hace una transformación al dominio del tiempo en el cual se calculan los momentos espectrales con mayor precisión [2].

Polarimetría en radares meteorológicos

Los últimos avances tecnológicos han permitido que la información polarimétrica de los hidrometeoros sea lo suficientemente precisa como para poder emplearse con utilidad extrayendo de ella detalles relevantes sobre el tipo, la forma y la frecuencia de los hidrometeoros.

La polarización se refiere a la orientación del campo eléctrico sobre su plano. En radares meteorológicos la polarización empleada es lineal, es decir, el vector de campo eléctrico es unidimensional. Tradicionalmente se había usado una base teórica para calcular la

dependencia de la sección radar con la polarización. Así, los estudios de referencia se basaban en el modelado esférico de los diferentes hidrometeoros, dando como conclusión que la dependencia de la polarización vertical u horizontal era nula. No obstante, una vez se realizaron medidas con las diferentes polarizaciones se comprobó que en efecto había una dependencia puesto que la forma real de los hidrometeoros no es esférica. Por ejemplo, las gotas de agua presentan al caer una dimensión horizontal mayor que la vertical, por lo que su sección radar es mayor para polarizaciones horizontales puesto que su reflectividad para la polarización horizontal Z_H es mayor que la vertical Z_V . Esto indica que las diferentes características de los hidrometeoros en los ejes horizontal y vertical provocarán respuestas análogas en los campos eléctricos correspondientes.

Los hidrometeoros afectan a las mediciones polarimétricas de dos formas diferentes. Por un lado, aparece un efecto de dispersión provocado por las mismas partículas en el volumen de resolución (efecto intrínseco). Por otro, aparece un efecto de propagación provocado por las partículas situadas entre el radar y el volumen de resolución considerado (efecto extrínseco). Ambos efectos suelen estar relacionados y dicha relación ha de ser utilizada para identificar el tipo de hidrometeoro.

De acuerdo con [4] existen seis variables provocadas por la dispersión:

- La reflectividad para la polarización horizontal, Z_H .
- La relación de potencias recibidas (P_{HH}/P_{VV}), denominada reflectividad diferencial, Z_{DR} .
- La relación de potencias entre la componente contrapolar y copolar (cuando se transmite horizontal y se recibe vertical, P_{VH}/P_{VV}), denominado *ratio de despolarización lineal*, LDR por sus siglas en inglés.
- El coeficiente de correlación entre los ecos de señales copolares de polarización horizontal y vertical, $\rho_{HV}e^{j\delta}$. La fase del coeficiente de correlación, δ , se denomina fase diferencial. Es la diferencia de fase entre los campos horizontal y vertical provocada por la retrodispersión.
- Dos correlaciones complejas entre ecos contrapolares y copolares, $E[V_{HH}*V_{HV}]$ y $E[V_{VV}*V_{VH}]$, donde E representa el operador esperanza matemática y V_{HH} , V_{HV} , V_{VV} , V_{VH} son las componentes copolares y contrapolares de señal recibidas para cada polarización, horizontal y vertical.

En cuanto a los efectos de propagación que pueden afectar a las diferentes variables polarimétricas son:

- Atenuación de la componente horizontal
- Atenuación de la componente vertical
- Despolarización
- Desplazamiento de la fase diferencial, Φ_{DP} .

La atenuación diferencial entre ambas polarizaciones es provocada por hidrometeoros orientados, es una variable difícil de medir y afecta negativamente a la estimación de la reflectividad diferencial. El grado de despolarización también es difícil de estimar, además, muchos radares polarimétricos meteorológicos utilizan el modo híbrido, transmitiendo y recibiendo a la vez ambas polarizaciones, por lo que esta medida no es factible.

En cambio, la fase diferencial resulta un parámetro realmente útil. En condiciones de lluvia, las ondas horizontalmente polarizadas experimentan mayores desplazamientos de fase (retardos) y se propagan de manera más lenta que las ondas polarizadas verticalmente debido a la forma que adquieren las gotas al caer. De este modo se mejora sustancialmente la estimación de la precipitación ya que dicho parámetro de fase diferencial resulta por consiguiente un buen indicador del contenido acuoso y está linealmente relacionado con la intensidad de la precipitación [4].

De las anteriores variables polarimétricas consideramos tres fundamentales: reflectividad diferencial, fase diferencial y coeficiente de correlación. Supongamos que se recogen muestras $V_H[m]$ y $V_V[m]$, $M=1,...,M$ simultáneamente. La estimación de potencia para cada canal se puede escribir, de forma análoga a (1.20), como ([10])

$$P_H = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |V_H[m]|^2, \quad (1.34)$$

y

$$P_V = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |V_V[m]|^2 \quad (1.35)$$

Y la correlación cruzada, evaluada en el retardo $\tau=0$,

$$R_{HV}(0) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} V_H[m]^* V_V[m] \quad (1.36)$$

El estimador para la reflectividad diferencial es el siguiente

$$Z_{DR} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_H}{P_V} \right) \quad (1.37)$$

Y el coeficiente de correlación se puede estimar directamente como

$$\rho_{HV} = \frac{R_{HV}(0)}{\sqrt{P_H P_V}} \quad (1.38)$$

del cual se extraen el módulo y la fase como

$$|\rho_{HV}| = \frac{|R_{HV}(0)|}{\sqrt{P_H P_V}}, \quad (1.39)$$

y

$$\Phi_{DP} = \arg [R_{HV}(0)] \quad (1.40)$$

Para estimar la velocidad media y la anchura espectral se utiliza el canal horizontal únicamente (véanse las ecuaciones (1.27) y (1.28)).

La introducción de estas variables polarimétricas produce mejoras importantes en la estimación de los hidrometeoros. En condiciones de lluvia, la reflectividad diferencial es positiva y está relacionada con la relación de aspecto de las gotas. En el caso del granizo, la

reflectividad puede ser cero o ligeramente positiva o negativa, dependiendo de si está orientado aleatoria, horizontal o verticalmente.

El coeficiente de correlación es muy alto para hidrometeoros orientados, como la lluvia. La fase diferencial está relacionada con la intensidad de lluvia y es capaz de aislar la cantidad de lluvia en condiciones mixtas lluvia/granizo.

En resumen, haciendo uso de las variables polarimétricas es posible mejorar la estimación de la precipitación, discriminar el tipo de precipitación, identificar dispersores biológicos tales como pájaros o insectos, etc.

Datos típicos de diseño de un radar meteorológico

No hay ningún diseño de un radar meteorológico que pueda servir para todos los propósitos: los radares embarcados en vehículos aéreos tienen limitaciones de tamaño y peso, los que están en tierra lo están por el coste y la localización... Los radares de vigilancia de tormentas severas requieren un gran alcance y una velocidad no ambigua elevada y deben penetrar en la lluvia intensa, lo que lleva a grandes longitudes de onda. Los radares diseñados para el estudio de las nubes que no precipitan usan longitudes de onda cortas (8 mm y 3 mm) para poder tener la sensibilidad suficiente para detectar partículas de nube muy pequeñas, del orden de 10-100 μm en volúmenes de resolución suficientemente pequeños [2].

La mayoría de los radares meteorológicos son pulsados con capacidad de procesado Doppler. Los radares de tierra empleados para avistamiento y vigilancia de tormentas severas normalmente trabajan en banda S (~3 GHz) o banda C (~5.5 GHz). Los radares aéreos para previsión de precipitación usan principalmente la banda X (~10 GHz) por las limitaciones de tamaño y ocasionalmente la banda C para minimizar la atenuación. Los radares tanto aéreos como de tierra de estudio de seguimiento de nubes y los radares embarcados en vehículos espaciales usan longitudes de onda milimétricas en las bandas K_u (~15 GHz), K_a (~35 GHz) y W (~94 GHz).

Para los radares de gran alcance se usan comúnmente anchos de haz menores que 1° , cifra que puede parecer arbitraria pero que se ha establecido tras décadas de experiencia. Este ancho de haz proporciona a una distancia de 60 km una resolución espacial de 1 km. Debido a que las tormentas eléctricas presentan características que varían espacialmente, como las fuertes precipitaciones que aparecen siguiendo determinados ejes, o las fuertes corrientes ascendentes en sus núcleos, con dimensiones horizontales del orden de 1 a 5 km, un ancho de haz de 1° se adapta razonablemente bien a la observación de este tipo de fenómenos a distancias de unos pocos cientos de metros. Los radares aéreos de alcance menor a menudo emplean anchos de 2-3° por el compromiso entre longitud de onda y dimensiones de la antena, mientras que los espaciales usan haces de fracción de un grado para conseguir una resolución horizontal útil a las distancias típicas de 250-300 km.

Los radares meteorológicos operativos normalmente pueden trabajar con anchos de pulso transmitido corto y largo, del orden de 0.5 μs a 6 μs y con PRFs entre 300 Hz y 3000 Hz para radares de precipitación de gran alcance. Gracias a la diversidad de anchos de pulso se puede obtener buena resolución a distancias cortas mientras que para distancias grandes los pulsos más anchos proporcionan un incremento en la sensibilidad y tienden a ecualizar las resoluciones a lo largo y a lo ancho del haz. Los radares de longitudes de onda más cortas (bandas K_u , K_a y W) típicamente usan anchos de pulso menores que 1 μs para conseguir una

resolución espacial mejorada y PRFs de entre 3000 y 10000 Hz por las medidas de nubes a distancias cortas que están limitadas por la atenuación a estas longitudes de onda.

La ecuación (1.9) prueba que la potencia recibida es directamente proporcional a la longitud del pulso τ . La potencia de ruido P_n se escribe convencionalmente como

$$P_n = kTB \quad (1.41)$$

donde k es la constante de Boltzmann, T la temperatura del ruido del receptor y B su ancho de banda del ruido. Para un receptor con filtro adaptado

$$B = \frac{1}{\tau} \quad (1.42)$$

A veces los radares meteorológicos usan un pulso corto para procesamiento Doppler a altas PRFs en las distancias cortas y pulsos largos a PRFs más bajas para tener más sensibilidad cuando realizan funciones de vigilancia y monitorización de las condiciones meteorológicas a grandes distancias. Dado que la potencia de pico transmitida tiene la limitación de ser fija, la potencia media se puede incrementar linealmente con τ . Además, el ancho de banda del filtro adaptado y la potencia de ruido asociada disminuyen inversamente con τ . Si el volumen del pulso radar está relleno de dispersores meteorológicos distribuidos, entonces la sección radar de retrodispersión del blanco meteorológico también incrementa con τ (ecuaciones (1.4) y (1.5)) y la relación señal a ruido (SNR) es proporcional a τ^2 :

$$\frac{P_r}{P_n} \propto \frac{\tau}{kTB} = \frac{\tau^2}{kT} \quad (1.43)$$

Por tanto, bajo estas condiciones aumentar la anchura del pulso aumentará la SNR y el alcance radar efectivo. Es importante remarcar que la dependencia de la SNR de un blanco radar distribuido con τ^2 es diferente a la de los blancos puntuales en los que en la SNR equivale a la relación energía del pulso/densidad espectral de potencia ($\frac{2E}{N_0} = 2Pt \tau / N_0$) y la dependencia es lineal con τ . La dependencia cuadrática para blancos distribuidos se debe a que el pulso transmitido dispersa potencia en todos los dispersores en el volumen del pulso, aumentando la sección radar de retrodispersión del blanco meteorológico.

Las PRFs de blancos meteorológicos van desde varios cientos de hercios para la detección a largas distancias hasta varios miles de hercios para sistemas de longitud de onda más corta que tratan de conseguir máximas velocidades no ambiguas elevadas. Generalmente la mayoría de los radares meteorológicos operan en un solo modo de PRF, comprometiendo la capacidad del radar para resolver bien velocidades bien distancias no ambiguas. Sin embargo, la secuencia de pulsos puede usar un modo de trabajo con “PRF dual” en el que se transmiten los pulsos con PRFs entrelazadas para así poder resolver las ambigüedades tanto en velocidad como en distancia. Otro enfoque consiste en emplear una secuencia de pulsos transmitidos con fases aleatorias o determinísticas de pulso a pulso, lo que permite separar ecos solapados. El modo de PRFs entrelazadas tiene el inconveniente de que el muestreo no es uniforme, lo que dificulta el procesamiento pero los ecos están separados en el dominio del tiempo, lo que facilita la recuperación. El modo de codificación en fase por el contrario sí que utiliza un muestreo uniforme aunque los ecos se separan en el dominio de la frecuencia, lo que causa una peor recuperación. Las ambigüedades en distancia no se pueden eliminar totalmente, pero se puede reducir su efecto mediante estas técnicas [11].

Otro aspecto de los sistemas de diagnóstico meteorológicos es que se necesitan tiempos de renovación de la información elevados para conseguir advertir los primeros signos de los fenómenos atmosféricos potencialmente severos de rápida evolución. Dos posibles formas de conseguir esto son o bien reducir la cobertura de exploración limitando la elevación mecánica de la antena o bien aumentar la velocidad de rotación de la antena a riesgo de degradar la resolución acimutal. La velocidad de renovación de los datos viene dada por la expresión ([2])

$$V_R = \frac{\Omega}{60} \quad (1.44)$$

Por otro lado sabemos que el tiempo de iluminación de un blanco por el haz es

$$T_i = \frac{\varphi}{6\Omega} \quad (1.45)$$

donde Ω es la velocidad de rotación mecánica de la antena en revoluciones por minuto y φ es el ancho de haz acimutal (en grados). Por tanto, para aumentar la velocidad de renovación de la información hay que aumentar la velocidad de giro de la antena a costa de o bien reducir el tiempo de iluminación de los blancos o bien aumentar el ancho de haz. En el primer caso tendremos menos ecos por blanco y en el segundo caso una peor resolución acimutal, por lo que hay que alcanzar un compromiso entre ambos parámetros.

Los radares Nexrad (radares de siguiente generación) conforman una red de 159 radares meteorológicos de alta resolución operados por la Agencia Nacional estadounidense Atmosférica y Oceánica. La nomenclatura técnica WSR-88D significa Weather Surveillance Radar, 1988, Doppler [2]. Se puede ver uno de ellos en la figura 1.6.



FIGURA 1.6 NEXRAD WSR-88D EN CHEYENNE (WYOMING, EEUU), CON RADOMO, MONTADO SOBRE UNA TORRE DE 15 M

Esta red de radares previno entre 1992 y 2004 de sobre 330 catástrofes por tornados que habrían ocasionado un perjuicio económico de \$3 billones que, comparado con los costes totales de adquisición y preparación de los radares NEXRAD que supusieron \$1.7 billones en 2004, resultó en un elevado beneficio económico [11].

La tabla 1.4 recoge las características más relevantes de diseño de la variedad de radares meteorológicos Nexrad.

Potencia transmitida de pico/media	750 kW/1500 W
Anchura de pulso	1.6 μ s y 4.5-5 μ s
Polarización	Lineal (horizontal)
Longitud de onda	10.6 cm
Temperatura de ruido del receptor	450 K
Margen dinámico	95 dB
Ganancia de la antena	45.5 dB
Ancho de haz	0.95°
Nivel de lóbulos secundarios	<-27 dB
Alcance (por reflectividad)	460 km
Alcance (por Doppler)	230 km
Máxima velocidad no ambigua	\pm 50 m/s
Supresión de clutter	55 dB
Sensibilidad	-7.5 dBZ a 460 km
Velocidad de giro	10-30 °/s

TABLA 1.4 CARACTERÍSTICAS RELEVANTES DEL SISTEMA NEXRAD

En España, la Agencia Estatal de Meteorología (AEMET) [12] dispone de 15 radares regionales de efecto Doppler. Operan en banda C con un alcance de 240 km y fueron renovados entre el 2006 y el 2008.



FIGURA 1.7 RADAR METEOROLÓGICO DE AEMET SITUADO EN MIJAS, MÁLAGA

Capítulo 2. Radares multifunción basados en antenas de exploración electrónica (phased arrays)

Introducción

Los primeros sistemas radar usaban a comienzos del siglo XX antenas de arrays constituidas por la combinación de elementos radiantes individuales. Según los radares evolucionaron a longitudes de onda menores, los arrays fueron sustituidos por antenas más simples, como los reflectores parabólicos. Sin embargo, para las aplicaciones más modernas de los radares, el desarrollo de conmutadores controlados electrónicamente ha dirigido la atención de nuevo a las antenas de arrays [13].

Los arrays, junto con los reflectores, son una alternativa muy utilizada para construir antenas para sistemas radar por las elevadas aperturas eléctricas que puede conseguirse y, por tanto, los estrechos anchos de haz y elevadas ganancias que proporcionan estos equipos. Adicionalmente, y dado que las características de este tipo de antenas vienen determinadas por la posición geométrica relativa de los elementos radiantes y la amplitud y fase de sus excitaciones, es posible, mediante la excitación apropiada de cada elemento individual, que el haz total pueda explorar electrónicamente eliminando o simplificando la necesidad de mover mecánicamente la antena para obtener la cobertura exigida por la aplicación. La principal y decisiva ventaja de estas antenas de barrido electrónico o *phased arrays* frente a los reflectores viene dada por la disminución en el tiempo requerido para el barrido y la flexibilidad que supone.

Además, la capacidad de controlar electrónicamente los haces de forma rápida y precisa permite realizar múltiples funciones radar entrelazadas en el tiempo. Un radar con antena de barrido electrónico permite seguir una gran cantidad de blancos, iluminarlos de modo que guíen a misiles hacia ellos, realizar exploraciones hemisféricas completas y seleccionar automáticamente blancos, y pasar a la función de seguimiento de nuevo. Estas antenas pueden actuar incluso en un sistema de comunicaciones, dirigiendo haces de elevada ganancia hacia los receptores a largas distancias. Las antenas de barrido electrónico dan a los radares la flexibilidad que se necesita para soportar estos distintos modos de trabajo, y de una forma perfectamente adaptada a cada tarea específica. Éste es el principio de funcionamiento de un MPAR (Multifunction Phased Array Radar).

Fundamentos teóricos de los arrays

La antena de exploración electrónica es el elemento básico de un radar MPAR pues le da la flexibilidad que se necesita para soportar los distintos modos de trabajo, adaptando el diagrama de radiación a cada tarea específica. Consiste en un conjunto de elementos radiantes (slots, dipolos,...) dispuestos sobre una apertura física que se alimentan con la señal a transmitir previa ponderación en amplitud y fase de la misma, de modo que se pueden conseguir diagramas de radiación y direcciones de apuntamiento del haz muy precisas y predecibles. En recepción se suman las señales detectadas en cada elemento, también ponderadas previamente en amplitud y fase. Las características de la antena dependen fundamentalmente de la distribución geométrica de los elementos y de las ponderaciones aplicadas. Otros factores como el diagrama de radiación de los elementos radiantes aislado o el acoplamiento mutuo entre ellos también influyen pero en menor medida.

En este apartado se introducen una serie de expresiones de las que se obtienen las principales características de los *phased arrays*.

Constitución y características básicas de un *phased array*

Para elementos equiespaciados $\lambda/2$ (siendo λ la longitud de onda), se pueden utilizar estas expresiones que relacionan el número de elementos radiantes N con la anchura de haz [3]:

$$N \approx \frac{10000}{(\theta_B)^2} \quad (2.1)$$

$$\theta_B \approx \frac{100}{\sqrt{N}} \quad (2.2)$$

$$G_0 \approx \pi N \eta \approx \pi N \eta_L \eta_A \quad (2.3)$$

donde θ_B es el ancho de haz a 3 dB en grados y G_0 la ganancia de antena. η incluye las pérdidas de antena (η_L) y la reducción de ganancia debida a la ponderación desigual de los elementos por una distribución de amplitudes no uniforme (η_A). Obviamente, los parámetros fundamentales de la antena -anchura de haz y ganancia- dependen directamente del número de elementos.

Es inmediato comprobar que si se separan más los elementos se mejoran las características de la antena, pero ello implica la aparición de réplicas del lóbulo principal. Un valor entre $0,5 \lambda$ y $0,7 \lambda$ es típico dependiendo del elemento radiante empleado, del ángulo explorado –en su caso- y de otros factores adicionales.

Cuando se apunta hacia un ángulo θ_0 , la ganancia de la antena se reduce a la propia de la apertura proyectada en esa dirección:

$$G(\theta_0) \approx \pi N \eta \cos \theta_0 \quad (2.4)$$

De forma similar, el ancho de haz en una dirección distinta de la del eje perpendicular de la antena (broadside) empeora según la relación:

$$\theta_B(\text{apuntado}) \approx \frac{\theta_B(\text{broadside})}{\cos \theta_0} \quad (2.5)$$

Por otro lado, si el array debe trabajar en un determinado ancho de banda y se mantienen las fases utilizadas para apuntar en una dirección a la frecuencia central, el array no funciona correctamente. Para mantener el diagrama apuntado a la misma dirección en banda ancha hay que usar retardos temporales constantes entre los elementos, no desfasajes constantes. En un apuntamiento θ_0 , el haz se desvía con la frecuencia de la forma:

$$\delta \theta \approx \frac{\delta f}{f} \tan \theta_0 \quad (2.6)$$

Definido un error máximo de apuntamiento y la exploración angular máxima exigida, es inmediato obtener el máximo ancho de banda permitido. Nótese que cuanto mayor apertura tiene el array (haces menores, mayor precisión requerida) y más ángulo se desea explorar, menor será el ancho de banda relativo permitido. El problema se puede paliar introduciendo retardos temporales adicionales a los desfasadores pero es una solución compleja de implementar.

En todo caso, la expresión demuestra que los *phased arrays* pueden trabajar en bandas anchas cuyo extremo superior viene limitado por el tamaño físico de los elementos, que deben estar lo suficientemente cerca para no generar réplicas del lóbulo principal. Pero si se desea obtener anchos de banda grandes instantáneamente en vez de un ancho de banda elevado sintonizable, se deben añadir retardos temporales para evitar que el haz se desapunte a medida que cambia la frecuencia.

Arrays conformados

Los *phased arrays* pueden adaptarse a superficies curvas según se requiera, para embarcar en vehículos aéreos o misiles. Si la superficie tiene un radio de curvatura grande de forma que todos los elementos radiantes apunten a la misma dirección, entonces las características son similares a los arrays planares, aunque hay que tener en cuenta la posición en 3D de cada elemento para calcular la fase. Un radio de curvatura pequeño se encuentra en los arrays cilíndricos o esféricos que se usan para una cobertura de los 360°. Los elementos se colocan de tal forma que se eviten las partes de la antena en las que apunten fuera del haz deseado. Las dificultades se presentan a la hora de unir los elementos o de mantener la polarización pura. Este tipo de geometría todavía no ha encontrado un uso en los sistemas de radar, por lo que nos centramos en los arrays planares.

Exploración volumétrica en 3D

La exploración en 3D es posible gracias al barrido electrónico en azimut y elevación. Hay zonas importantes en las que se espera encontrar a los blancos más que en otras, que deben ser exploradas con más frecuencia. El radar puede trabajar con una probabilidad de falsa alarma mayor de lo normal dado que los blancos se pueden confirmar fácilmente con sucesivas interrogaciones. El control de las fases permite ensanchar el haz para, por ejemplo, reducir el tiempo de búsqueda en las zonas más altas, donde áreas reducidas necesitan de menor ganancia de antena. Se puede añadir un sistema de radar de vigilancia rotatorio para conseguir más cobertura a otra frecuencia, y para un mayor énfasis en el seguimiento.

Procesado monopulso

Los *phased arrays* son adecuados para configurar receptores tipo monopulso. Para ello los elementos radiantes del array se pueden combinar de tres formas distintas para obtener el diagrama suma y los diagramas diferencia en azimut y elevación.

En un rango de trabajo de hasta 60°, se consiguen precisiones mejores que 1/50 del ancho de haz. Aunque esta precisión se consigue con elevadas relaciones señal a ruido (S/N) y viene limitada por los errores de amplitud y fase. Si se emplean desfasadores en vez de retardos temporales, el nulo del diagrama diferencia se mueve cuando cambia la frecuencia y el haz se dirige hacia broadside con el incremento de frecuencia. En otras palabras, cada dirección de apuntamiento requiere conjuntos de fases diferentes, a no ser que la banda instantánea sea suficientemente pequeña en términos porcentuales.

Disposición de las aperturas

En los arrays planares, como se ha indicado, el barrido está limitado por las pérdidas en ganancia y el incremento del ancho de haz correspondiente a la reducción de la apertura equivalente proyectada en una dirección. Los valores prácticos límite de barrido están entre los 60° y los 70°. Si se necesita una cobertura hemisférica se precisan por tanto un mínimo de tres arrays planares.

Cuando se montan en plataformas marítimas es deseable tener un mínimo de cuatro para compensar los giros pitch (por la cabezada) y roll (por el balanceo) y obtener una cobertura hemisférica. Las antenas deben posicionarse permitiendo una vista sin obstáculos desde la estructura central. Las aperturas normalmente se colocan inclinadas hacia atrás (*tilt* mecánico) para equilibrar el rango de exploración.



FIGURA 2.1 PHASED ARRAY EMBARCADO

Elementos radiantes

Los elementos radiantes más comúnmente utilizados en los arrays de barrido electrónico son los dipolos, slots, guías de onda terminadas en abierto, y circuitos impresos o parches. El elemento debe ser lo suficientemente pequeño para encajar en la geometría del array, que limita el área del elemento a un poco más de $\lambda^2/4$. Además se necesitan muchos elementos y deben ser baratos, fiables y con las mismas características todos ellos.

Aunque la impedancia y forma del elemento radiante en un array están automáticamente determinadas por la geometría del array, debe elegirse de tal forma que esté adaptado al sistema de alimentación y los requerimientos físicos de la antena. Por ejemplo, si el elemento es excitado desde un conmutador de fase de microstrip, un dipolo en línea microstrip será la opción más lógica, aunque no siempre es posible y puedan ser necesarios circuitos adicionales.

La elección del elemento radiante es una decisión compleja y de enorme impacto en el sistema. Con carácter general, a frecuencias más bajas, en las que se tiende a utilizar

componentes coaxiales, se usan dipolos colocados sobre un plano de tierra a una distancia aproximada de $\lambda/4$ para que el haz se genere sólo en un hemisferio. A frecuencias más altas se usan frecuentemente dipolos impresos, parches y las guías de onda abiertas. Se pueden obtener anchos de banda relativos considerables (alrededor del 50%) incluso con los parches, siempre que se alimenten de forma similar al dipolo.

Para una exploración limitada a menos de 10° , es posible usar elementos radiantes directivos con dimensiones de varias longitudes de onda. Con esa separación entre elementos, los efectos de acoplamiento mutuo serán reducidos, y la forma e impedancia del elemento se podrán aproximar al caso de un elemento aislado.

El elemento debe elegirse para dar la polarización deseada, normalmente horizontal o vertical. La polarización circular es posible pero plantea dificultades si se requiere exploración de ángulos amplios. Si se requiere diversidad de polarización, o si el array transmite una polarización y recibe la ortogonal o ambas, podrían ser válidos tanto dipolos cruzados o elementos circulares o cuadrados. Con la excitación adecuada, éstos pueden proporcionar independientemente la polarización vertical o la horizontal, o se pueden combinar para generar cualquier otra polarización deseada, incluyendo la circular. Esta diversidad de polarización añade mucha complejidad, necesitando dos sistemas de alimentación o conmutadores por cada elemento.

Un aspecto interesante de los arrays es que pueden seguir funcionando, ligeramente degradados en sus características, si dejan de funcionar un determinado porcentaje de elementos. Por ejemplo si se estropean el 10% de ellos típicamente la ganancia cae un decibelio. Obviamente también se degrada el diagrama de radiación (haz más ancho y peor nivel de lóbulos secundarios). Esta característica se denomina *graceful degradation*.

Exploración limitada

Para una exploración limitada a menos de 10° , es posible usar elementos radiantes directivos separados varias longitudes de onda. Con esa separación entre elementos, los efectos de acoplamiento mutuo serán reducidos, y la forma e impedancia del elemento se podrán aproximar muy bien al caso de un elemento aislado. Se pueden formar subarrays, cada uno con un solo módulo de control de fase, y que tengan un tamaño tal que su ancho de haz incluya todos los ángulos de barrido. De hecho se han empleado estas estructuras para conseguir coberturas amplias colocando un *phased array* pequeño de exploración limitada en el foco de un reflector grande.

Arrays de exploración electrónica

En el estudio y posterior diseño de los arrays de exploración electrónica o *phased arrays* es necesario tener en cuenta la importancia de la contribución que tiene cada elemento individual en la consecución de un diagrama de radiación total concreto. Para obtenerlo, en primer lugar se deben conocer los parámetros de todos los elementos de radiación como son su posición en la apertura física y su excitación en amplitud y fase, así como la dirección deseada de apuntamiento de la antena para con ellos calcular el denominado factor de array. Este factor será el que, una vez multiplicado al diagrama de radiación de cada elemento y sumadas las contribuciones de todos ellos, dará la forma del diagrama de radiación total del array.

En este apartado se presentan las bases del cálculo del diagrama de radiación de un *phased array*, comenzando con los arrays lineales y pasando posteriormente a los planos [3].

Arrays uniformes lineales

Consideramos un array lineal de N elementos isotrópicos alimentados uniformemente con la misma amplitud y fase, y separados una distancia s . La suma vectorial de las contribuciones de todos los elementos una vez normalizada y particularizada para una dirección de apuntamiento broadside nos proporciona un diagrama de radiación según la forma:

$$G_a(\theta) = \frac{|E_a|^2}{N^2} = \frac{\sin^2[N\pi(\frac{s}{\lambda})\sin\theta]}{N^2 \sin^2[\pi(\frac{s}{\lambda})\sin\theta]} \quad (2.7)$$

Este diagrama de radiación es el que presenta el array en la aproximación de campo lejano con sus elementos alimentados uniformemente, todos ellos radiando isotrópicamente, y se le denomina factor de array.

En la figura 2.2 aparece representado y se ve cómo para una separación de $\lambda/2$ aparecen las réplicas del lóbulo principal (grating lobes) en los múltiplos de π .

Por otro lado, al tener una distribución de amplitudes uniforme, el primer lóbulo secundario aparece con un nivel de 13.3 dB por debajo del haz principal.

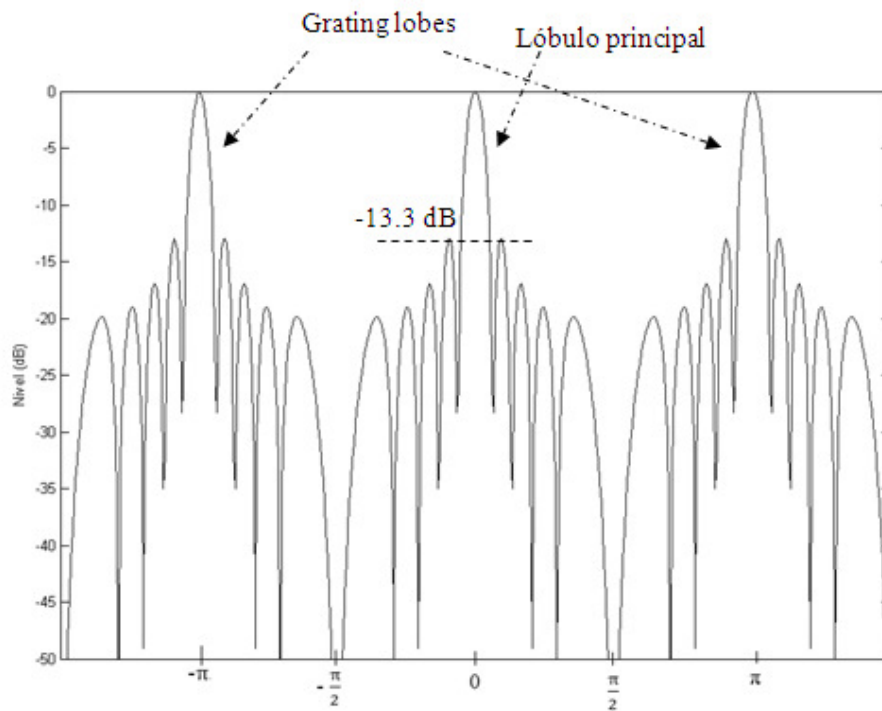


FIGURA 2.2 FACTOR DE ARRAY CON $N=10$ ELEMENTOS

Cuando se emplean elementos directivos, el diagrama de radiación obtenido es el producto del factor de array ($G_a(\theta)$) por el factor o diagrama de radiación del elemento ($G_e(\theta)$):

$$G(\theta) = G_e(\theta) \cdot \frac{\sin^2[N\pi(\frac{s}{\lambda})\sin\theta]}{N^2 \sin^2[\pi(\frac{s}{\lambda})\sin\theta]} = G_e(\theta) \cdot G_a(\theta) \quad (2.8)$$

La anchura de haz a 3 decibelios del máximo de radiación, si la separación de elementos es del orden de $\lambda/2$ resulta:

$$\theta_B(^{\circ}) \cong \frac{50.8\lambda}{Ns} \quad (2.9)$$

denominándose el producto $N \cdot s$ la apertura efectiva de la antena. Con una separación exacta de $\lambda/2$ el ancho de haz es aproximadamente $\frac{100}{N}$ ($^{\circ}$), como se vio en la relación (2.2).

Apuntamiento del haz

El diagrama de radiación del array se puede hacer barrer hasta un ángulo θ_0 aplicando desfases con progresión lineal elemento a elemento de tal forma que el desfase entre elementos sea de $2\pi \left(\frac{s}{\lambda}\right) \sin\theta_0$. La ecuación (2.7) queda entonces modificada de la siguiente forma:

$$G_a(\theta) = \frac{\sin^2[N\pi \left(\frac{s}{\lambda}\right) (\sin\theta - \sin\theta_0)]}{N^2 \sin[\pi \left(\frac{s}{\lambda}\right) (\sin\theta - \sin\theta_0)]} \quad (2.10)$$

La condición para que no aparezcan réplicas del lóbulo principal deriva de la expresión anterior. Así, para un rango de barrido de $\pm 90^{\circ}$ tenemos lo siguiente:

$$N\pi \left(\frac{s}{\lambda}\right) |\sin\theta - \sin\theta_0| < N\pi \quad (2.11)$$

$$\left(\frac{s}{\lambda}\right) < \frac{1}{1 + |\sin\theta_0|}$$

Es decir, se evitará la aparición de réplicas del lóbulo principal siempre que $\left(\frac{s}{\lambda}\right) < 0.5$. Esta condición es menos restrictiva cuando se limita el rango de barrido del haz. Por ejemplo, barriendo hasta $\pm 60^{\circ}$ es $\left(\frac{s}{\lambda}\right) < 0.53$ y hasta $\pm 45^{\circ}$ de $\left(\frac{s}{\lambda}\right) < 0.59$. Cuando no se cumple la condición en la separación de los elementos, las réplicas aparecen en los ángulos θ_G dados por:

$$\sin(\theta_G) = \sin(\theta_0) \pm \frac{n}{s/\lambda}$$

con n entero.

Hay que tener en cuenta que la condición expresada en (2.11) llevada al límite permite la aparición del pico del grating lobe justo en 90° . Aunque este pico se verá reducido por el producto del diagrama de radiación del elemento, hay ocasiones en las que es necesario espaciar más los elementos hasta tener en 90° el primer nulo del grating lobe.

Por otro lado, a medida que el haz se separa de la dirección $\theta=0^{\circ}$, su anchura aumenta con el inverso de $\cos\theta_0$ como ya se ha comentado anteriormente, de forma que la expresión (2.9) corregida queda:

$$\theta_B(^{\circ}) = \frac{\theta_B(broadside)}{\cos\theta_0} \cong \frac{50.8\lambda}{Ns \cos\theta_0} \quad (2.12)$$

Arrays uniformes planos

En arrays planares de NxM elementos cuya excitación admite una expresión separable en las dos coordenadas del plano, el diagrama de radiación se puede escribir como el producto de los diagramas en los planos que contienen los ejes principales de la antena (elevación y azimut):

$$\begin{aligned} G(\theta_{ele}, \theta_{azi}) &= G_1(\theta_{ele}) \cdot G_2(\theta_{azi}) = \\ &= \frac{\sin^2[N\pi\left(\frac{s}{\lambda}\right)\sin\theta_{ele}]}{N^2\sin[\pi\left(\frac{s}{\lambda}\right)\sin\theta_{ele}]} \cdot \frac{\sin^2[N\pi\left(\frac{s}{\lambda}\right)\sin\theta_{azi}]}{M^2\sin[\pi\left(\frac{s}{\lambda}\right)\sin\theta_{azi}]} \end{aligned} \quad (2.13)$$

En estos casos, un array plano se puede estudiar como uno lineal en el que cada elemento es un array lineal.

Ganancia en arrays planos

La ganancia máxima de una apertura de área A sin pérdidas y uniformemente alimentada con el haz apuntando a broadside es:

$$G_{max} = 4\pi \frac{A}{\lambda^2} \quad (2.14)$$

Cuando hay una distribución de la apertura no uniforme y en presencia de pérdidas la ganancia se reduce en un factor η ($0.7 < \eta < 1$).

Además, la ganancia es proporcional al área proyectada al plano perpendicular a la dirección de apuntamiento. Cuando el haz barre, la ganancia se ve modificada de la siguiente forma:

$$G(\theta) = 4\pi \frac{A \cos\theta}{\lambda^2} \eta \quad (2.15)$$

Por otro lado, si la apertura está formada por N elementos radiantes iguales entonces la contribución de todos ellos a la ganancia total es la siguiente:

$$G(\theta) = N G_e(\theta) \eta \quad (2.16)$$

donde $G_e(\theta)$ es la ganancia de cada elemento. Juntando las ecuaciones (2.15) y (2.16) tenemos:

$$G_e(\theta) = 4\pi \frac{A}{N\lambda^2} \cos\theta \quad (2.17)$$

Para una separación entre elementos s , el número total de elementos en la apertura se puede escribir como $N=A/s^2$ por lo que podemos expresar (2.17) como:

$$G_e(\theta) = 4\pi \left[\frac{s}{\lambda} \right]^2 \cos\theta \quad (2.18)$$

Es inmediato que si la separación entre elementos es de $\lambda/2$ entonces la ganancia del elemento es:

$$G_e(\theta) = \pi \cos\theta \quad (2.19)$$

y la ganancia de la antena:

$$G(\theta) = N\pi\eta\cos\theta \quad (2.20)$$

Por tanto, en la dirección de apuntamiento broadside ($\theta=0$) la ganancia de la antena y del elemento son:

$$\begin{aligned} G_0 &= N\pi\eta \\ G_{e0} &= \pi \end{aligned} \quad (2.21)$$

Enventanado en la amplitud de los elementos

Un aspecto muy importante en el diseño de antenas es la consecución de niveles de lóbulos secundarios bajos a fin de mitigar las interferencias de las zonas de no interés como por ejemplo los ecos de clutter. Los inconvenientes de conseguir esto incluyen una reducción en la ganancia, un aumento del ancho de haz y un mayor coste. No obstante, la tendencia a las antenas de bajos niveles de lóbulos secundarios se ha visto acelerada en las aplicaciones de contramedidas electrónicas.

Los lóbulos secundarios de la antena se pueden controlar por la distribución de amplitudes de la apertura. En los *phased arrays* se puede controlar individualmente la amplitud de cada elemento, por lo que se pueden conseguir buenos niveles. En el proceso de diseño de una antena con bajos niveles de lóbulos secundarios se puede considerar dos partes:

- Elegir la correcta función de iluminación (ventana) para conseguir el diseño deseado.
- Controlar los errores de fase y amplitud que contribuyen a la aparición de lóbulos secundarios aleatorios.

Funciones de iluminación. La relación entre la iluminación de la apertura y el diagrama de campo lejano se ha estudiado extensamente [14]. Para una apertura continua, la radiación en campo lejano es la transformada de Fourier de la distribución a lo largo de la apertura. Algunas funciones de iluminación típicas se muestran en la a continuación. Se puede ver que la iluminación uniforme da la mayor ganancia y el haz más estrecho a costa de tener el peor nivel de lóbulos secundarios.

Con el objetivo de fijar los lóbulos secundarios por debajo de los -30dB se han obtenido los datos de la tabla 2.1 para un array lineal de 10 elementos con separación uniforme entre ellos de 0.5λ . Se recoge el ancho de haz, simétrico en ambas dimensiones, el nivel del mayor lóbulo secundario, la ganancia de la apertura referida a un elemento y la directividad:

Función de iluminación	Ancho de haz	Mayor lóbulo secundario	Ganancia	Directividad
Uniforme	10.19°	-13 dB	20 dB	13.01 dBi
Chebyshev (SLL=-35dB)	13.8°	-35 dB	15.63 dB	12.03 dBi
Taylor (n=4, SLL=-40 dB)	15.03°	-31.65 dB	14.81 dB	11.66 dBi
Gauss ($\alpha=2$)	14.45°	-34.68 dB	14.81 dB	11.81 dBi
Tukey (R=0.9)	17.78°	-25.28 dB	13.9 dB	10.95 dBi
Hamming	17.17°	-48.83 dB	13.04 dB	11.01 dBi
Hanning	18.4°	-31.79 dB	13.06 dB	10.79 dBi
Kaiser ($\beta=5$)	16.46°	-38.32 dB	13.84 dB	11.25 dBi

TABLA 2.1 RESULTADOS DE ALGUNAS FUNCIONES DE ILUMINACIÓN PARA UN ARRAY LINEAL DE 10 ELEMENTOS

En la siguiente figura se representan las ventanas anteriores aplicadas a un vector de 100 puntos:

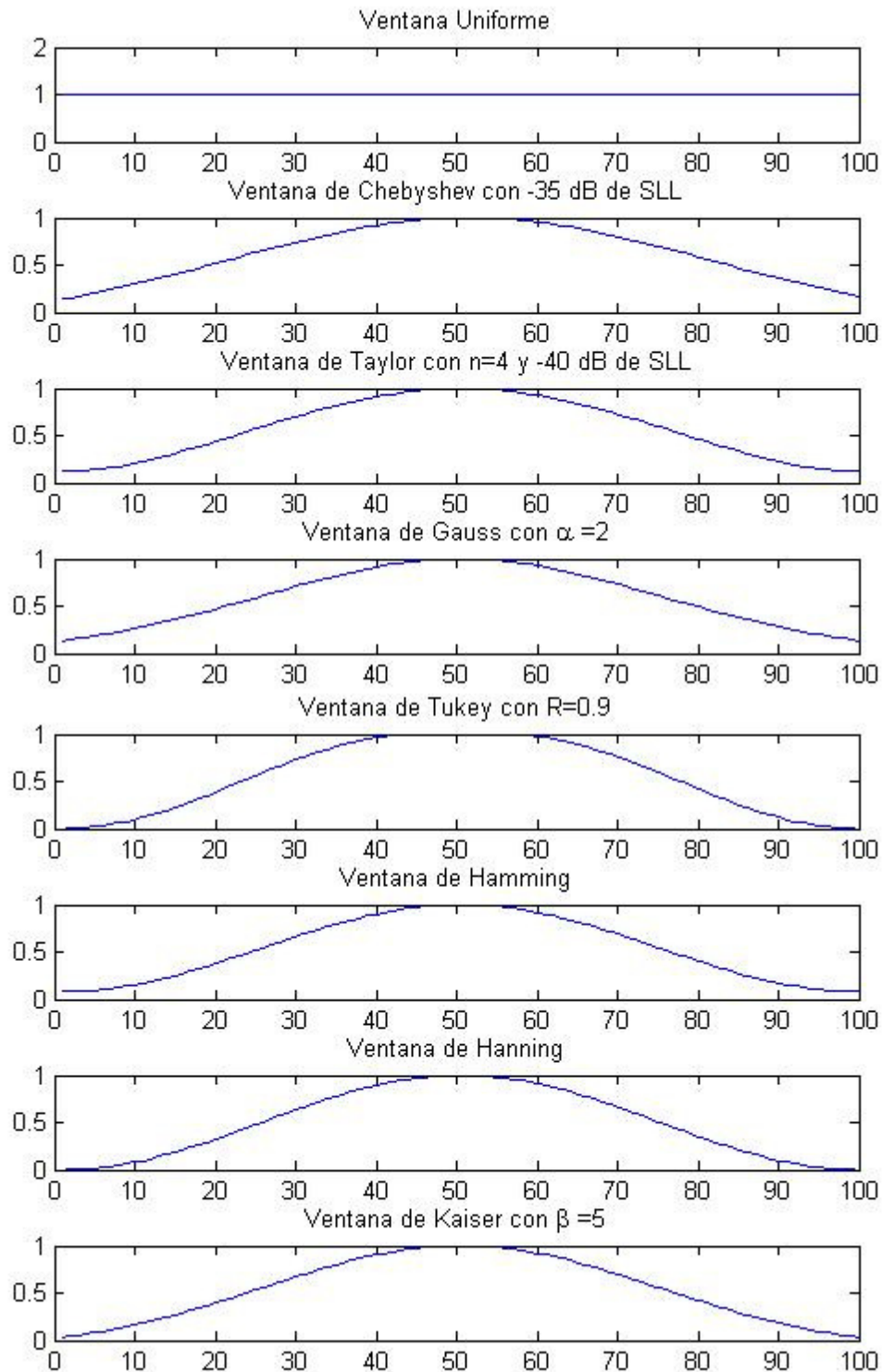


FIGURA 2.3 ALGUNAS FUNCIONES DE ILUMINACIÓN DE LAS APERTURAS

Se puede ver en los datos anteriores que la función de iluminación con una mejor relación incremento de ancho de haz-nivel de lóbulos secundarios es la de Chebyshev.

Se debe notar que para un array rectangular se debe elegir una iluminación diferente en cada plano. Esto es apropiado si los requisitos de nivel de lóbulos secundarios son diferentes. La pérdida de ganancia resultante es entonces la suma (en decibelios) de las pérdidas en cada plano. En la tabla 2.2 se han obtenido los resultados para las mismas funciones de iluminación en un array planar de 10x10 elementos, con requisitos de lóbulos secundarios simétricos en ambos planos y los mismos parámetros de la configuración del array lineal.

Función de iluminación	Ancho de haz	Mayor lóbulo secundario	Ganancia	Directividad
Uniforme	10.19°	-13 dB	40 dB	24.73 dBi
Chebyshev (SLL=-35dB)	13.8°	-35 dB	31.26 dB	22.97 dBi
Taylor (n=4, SLL=-40 dB)	14.19°	-35.9 dB	30.65 dB	22.71 dBi
Gauss ($\alpha=2$)	14.45°	-34.68 dB	29.61 dB	22.53 dBi
Tukey (R=0.9)	17.78°	-25.28 dB	27.79 dB	20.78 dBi
Hamming	15.99°	-35.81 dB	27.75 dB	21.57 dBi
Hanning	18.4°	-31.79 dB	26.13 dB	20.46 dBi
Kaiser ($\beta=5$)	16.46°	-38.32 dB	27.69 dB	21.4 dBi

TABLA 2.2 RESULTADOS DE ALGUNAS FUNCIONES DE ILUMINACIÓN PARA UN ARRAY PLANAR DE 10X10 ELEMENTOS

Efecto de los errores. Cuando se producen errores en amplitud o fase se provoca un desplazamiento de la energía desde el haz principal que se distribuye en los lóbulos secundarios. Si los errores son puramente aleatorios se generan lóbulos secundarios aleatorios que radian con la ganancia y el diagrama del elemento. Cuando los errores son correlados, la energía de los lóbulos secundarios se agrupará en determinadas direcciones de campo lejano. Los errores correlados proporcionarán por tanto lóbulos secundarios mayores, pero en un número de direcciones limitado. Tanto los lóbulos secundarios aleatorios como los correlados son de importancia en el diseño de la antena.

Los análisis del efecto en campo lejano de los errores se basan en el hecho de que las antenas son dispositivos lineales, es decir, el diagrama en campo lejano es la suma de la tensión (amplitud y fase) de cada elemento radiante de la antena. Por esta razón, el diagrama en campo lejano se puede ver como la suma del diagrama diseñado y el diagrama creado únicamente por los errores:

$$E_T(\varphi, \theta) = E_{\text{diseño}}(\varphi, \theta) + E_{\text{error}}(\varphi, \theta) \quad (2.22)$$

En general se distinguen tres regiones en el diagrama total resultante: un ruido de bajo nivel generado por errores aleatorios, unos pocos picos de lóbulos secundarios debidos a los errores correlados y el haz principal junto a sus lóbulos secundarios debidos al diseño de la distribución.

Errores aleatorios. Hay detallados análisis de los efectos de los errores aleatorios en las antenas [15]. Como ya se ha mencionado, los errores en amplitud y fase distribuyen en los lóbulos secundarios una fracción de energía del haz principal. El error cuadrático medio total será la suma cuadrática de los errores en fase y amplitud:

$$\sigma_T^2 = \sigma_\phi^2 + \sigma_A^2 \quad (2.23)$$

donde σ_ϕ es el error cuadrático medio de la fase en radianes y σ_A el rms en amplitud en Voltios/Voltios.

Esta energía radia en campo lejano con la ganancia del elemento radiante. Para determinar el nivel cuadrático medio de los lóbulos secundarios (*MSSL* por *mean-squared sidelobe level*) es necesario relacionar esta energía con el máximo del diagrama de un array de N elementos, de forma que el nivel cuadrático medio es

$$MSSL = \frac{\sigma_T^2}{\eta_a N (1 - \sigma_T^2)} \quad (2.24)$$

Se debe notar que en el denominador de esta expresión, la ganancia debida al factor de array N se reduce por la eficiencia de la apertura η_a y por la potencia perdida del haz principal $(1 - \sigma_T^2)$. Por ejemplo, si consideramos un array de 5000 elementos con una eficiencia del 70% y con errores en fase y amplitud $\sigma_\phi = 0.1 \text{ rad}$ y $\sigma_A = 0.1 \text{ V/V}$, se obtendría $MSSL = -52 \text{ dB}$. Esto implica que este array tendría un nivel de lóbulos aleatorios que en media valdría 52 dB por debajo del lóbulo principal.

Este ejemplo ilustra que se necesitan tolerancias en la alimentación de los elementos bastante apretadas. El error en amplitud de 0.1 V/V equivale a una desviación estándar de la amplitud total de 0.83 dB y el de fase son 5.7°. Se debe apreciar que hay numerosas fuentes de los errores de fase y amplitud que se pueden inducir en los desfasadores, la red de alimentación, los elementos radiantes y la estructura mecánica. Al construir una antena con bajo nivel de lóbulos secundarios aparece por tanto la necesidad de reducir los errores de amplitud a unas décimas de decibelio y los de fase a unos pocos grados. Además, cuanto menor sea el número de elementos usados, más reducidas son las tolerancias.

También hay que tener en cuenta el error introducido por elementos desactivados aleatoriamente. La nueva expresión para el *MSSL* en este caso sería

$$MSSL = \frac{(1 - P) + \sigma_A^2 + P\sigma_\phi^2}{\eta_a PN} \quad (2.25)$$

donde $1-P$ es la probabilidad de que haya elementos caídos.

Técnicas de Exploración Electrónica

En este apartado se presentan brevemente los diferentes métodos utilizables para conseguir el desfasaje progresivo entre los elementos del array, y controlar electrónicamente de ese modo la dirección de apuntamiento.

Exploración en fase

Los desfasadores, contruidos con ferritas o diodos pin, se controlan electrónicamente para apuntar rápidamente y ajustan la fase a un valor entre 0 y 2π . Con una separación entre elementos de s , el desfasaje entre dos consecutivos para una dirección de apuntamiento θ_0 es

$$\varphi = 2\pi \frac{s}{\lambda} \sin(\theta_0) \quad (2.26)$$

Si el desfasaje es constante para todas las frecuencias, la dirección de apuntamiento θ_0 cambiará con ellas.

Exploración con retardos temporales

Se usan líneas de retardo en lugar de desfasadores, de forma que el apuntamiento se hace independiente de la frecuencia. Se introduce un retardo incremental elemento a elemento de

$$\Delta t = \frac{s}{c} \sin(\theta_0) \quad (2.27)$$

donde c es la velocidad de propagación. Los circuitos retardadores individuales son demasiado pesados para añadir a cada elemento, por lo que es necesario alcanzar un compromiso adjudicando una red de retardo a todo un subarray, en el que cada elemento tenga su propio desfasador.

Exploración en frecuencia

Se puede emplear la frecuencia en vez de la fase como parámetro activo para aprovechar las características sensibles a los cambios de frecuencia que tiene el barrido en fase. Si se alimentan los elementos en paralelo mediante una línea de transmisión y se va variando la frecuencia de la portadora transmitida, se produce un desfase progresivo entre los elementos. Si l es la longitud del tramo de línea de transmisión entre dos consecutivos y f_0 la frecuencia a la que apunta a θ_0 , la dirección de apuntamiento a otra frecuencia f viene dada por

$$\sin(\theta) = \frac{l}{s} \left(1 - \frac{f_0}{f}\right) \quad (2.28)$$

con s la separación entre elementos. Estos sistemas además no son caros y son sencillos de implementar, por lo que se están empleando en radares de 3D en los que la exploración acimutal se consigue mediante rotación de la antena, y la exploración en elevación es la que se realiza mediante barrido electrónico.

Conformación digital de haz

En este caso y en recepción, la salida de cada elemento tiene que ser amplificada y digitalizada. Después se transfiere la señal a un procesador que puede incluir la formación de múltiples haces simultáneos (generados mediante la ponderación adecuada de la excitación de la apertura), y posicionar los nulos del diagrama adaptativamente para evitar las interferencias. La limitación proviene de la disponibilidad y el coste de los conversores analógico/digital, y a sus características según la frecuencia y el rango dinámico de barrido. Se puede implementar parcialmente digitalizando a nivel de subarray.

La figura 2.4 muestra la implementación de las diferentes técnicas descritas. Existen otras técnicas, que se comentan a continuación empleadas generalmente en radares con rotación mecánica para conseguir un barrido en 3D.

Conmutación de haces

Se puede disponer de haces independientes (sistema multihaz) mediante la excitación de la superficie focal de un reflector o una lente. Cada haz tiene prácticamente la ganancia y el ancho de haz de la antena completa. Los haces son estacionarios y se superponen aproximadamente en los puntos a 4 dB, y se puede seleccionar uno u otro mediante una matriz de conmutación basada en acopladores direccionales. El inconveniente es que todos los haces apuntan en un plano, por lo que es necesario combinar este tipo de sistemas con rotación para conseguir barrido en 3D (se requeriría demasiada complejidad para implementar barrido en 3D solamente mediante conmutación de lóbulos).

Múltiples haces simultáneos

En lugar de conmutar los haces, todos ellos están conectados a receptores separados, que dan múltiples haces de recepción simultáneos. El diagrama de radiación en transmisión tiene que ser lo suficientemente ancho para abarcar todos los diagramas de recepción. Este tipo de sistemas multihaz tienen aplicación combinados con la rotación para conseguir cobertura 3D.

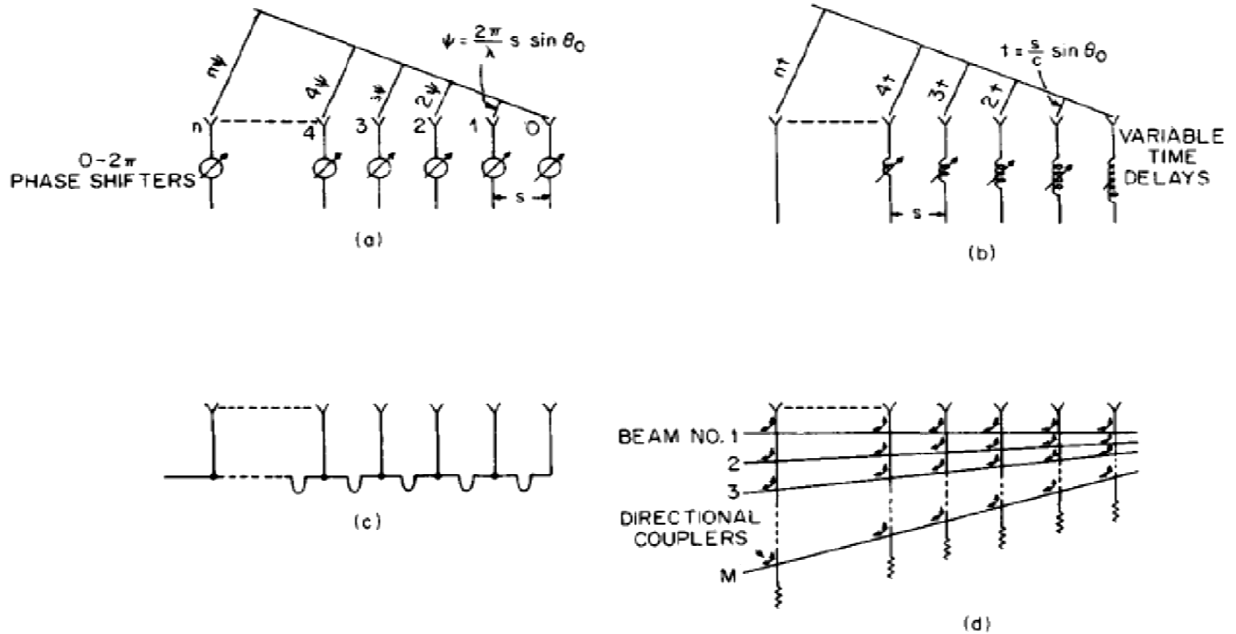


FIGURA 2.4 GENERACIÓN DE LOS HACES DE BARRIDO [2]. (A) BARRIDO EN FASE. (B) BARRIDO CON RETARDOS TEMPORALES. (C) BARRIDO EN FRECUENCIA. (D) CONMUTACIÓN DE HACES

Adaptación de la apertura y acoplamientos mutuos

Importancia de la adaptación de la apertura [15]

Las antenas actúan como transformadores para proporcionar una buena adaptación entre la fuente de potencia y el espacio libre. Si la antena no está adaptada a éste, la potencia se reflejará de vuelta al generador, resultando en una pérdida de la potencia radiada. Además, la desadaptación produce ondas estacionarias en la línea de alimentación de la antena. La tensión en los picos de dichas ondas estacionarias es $(1+|\Gamma|)$ veces mayor que la tensión en una línea de transmisión adaptada, donde Γ es el coeficiente de reflexión en tensión. Esto se corresponde con un incremento del nivel de potencia que es $(1+|\Gamma|)^2$ veces mayor que la potencia incidente. Por lo tanto, aunque la antena radia menos potencia, los elementos individuales se deben diseñar para soportar una mayor potencia de pico.

En un array de exploración electrónica, la impedancia de un elemento radiante varía según explora el array por lo que el problema de la adaptación es considerablemente más complicado. Al contrario que en las antenas convencionales, en las que la desadaptación afecta únicamente al nivel de la potencia radiada y no a la forma de diagrama de radiación, en un array de exploración electrónica pueden aparecer lóbulos espúreos como consecuencia de la misma. Incluso puede ocurrir que antenas que estén bien adaptadas en la dirección de apuntamiento broadside se desapunten en algunos ángulos de exploración en los que se refleja la mayoría de la potencia.

La ganancia directiva de un array perfectamente adaptado con distribución de amplitudes constante ($\eta=1$) varía con la proyección de la apertura en un determinado apuntamiento θ_0 como se ha visto en (2.15) según:

$$G(\theta_0) = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \cos\theta_0$$

Si asumimos que cada uno de los N elementos del array comparten la ganancia por igual, entonces la ganancia de un elemento es, como se vio en (2.17):

$$G_e(\theta_0) = \frac{4\pi A}{N\lambda^2} \cos\theta_0$$

Si el elemento está desadaptado con un coeficiente de reflexión $\Gamma(\varphi, \theta)$ que varía en función del ángulo de exploración, la ganancia del diagrama del elemento se reduce a:

$$G_e(\theta_0) = \frac{4\pi A}{N\lambda^2} \cos\theta_0 [1 - |\Gamma(\varphi, \theta)|^2] \quad (2.29)$$

La diferencia entre la potencia total radiada por el diagrama del elemento y la potencia entregada en bornas de la antena debe ser igual a la potencia reflejada.

Efecto de los acoplamientos mutuos ([2], [16] y [17])

Cuando dos antenas (o elementos) están ampliamente separadas la energía acoplada de una a otra es pequeña u la influencia de una en la alimentación y diagrama de la otra es despreciable. Según las antenas se acercan el acoplamiento incrementa. En general, la magnitud del acoplamiento depende de la distancia entre elementos, el diagrama de radiación y la estructura en la que están colocados. Por ejemplo, el diagrama de radiación de un dipolo es omnidireccional en broadside y tiene un nulo en la dirección de $\pm 90^\circ$. Cuando se coloca un elemento en un array de muchos elementos, los efectos del acoplamiento son lo suficientemente fuertes para alterar drásticamente el diagrama y la impedancia de todos ellos.

Los términos diagrama del elemento activo e impedancia del elemento se refieren al elemento en su entorno de trabajo (es decir, en un array con los elementos vecinos alimentados). En el array, cada elemento excitado produce un acoplamiento en cada uno de los otros. El acoplamiento de varios elementos a uno central 00 se muestra en la figura 2.5.

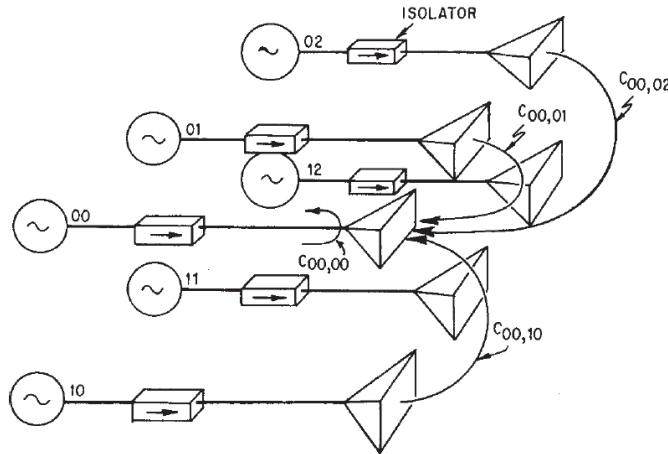


FIGURA 2.5 ACOPLAMIENTOS MUTUOS ENTRE ELEMENTOS [2]

En la figura, los $C_{mn,pq}$ son los coeficientes de acoplamiento que relacionan la tensión (amplitud y fase) inducida por el elemento mn en la tensión de excitación del elemento pq . Las señales acopladas se suman vectorialmente produciendo una onda en dirección al generador del elemento 00 que aparenta ser una reflexión de la potencia radiada por este elemento. Según las fases de los elementos vecinos varían para explorar el haz, la suma vectorial de las señales acopladas cambia y causa un cambio aparente en la impedancia del elemento 00. Para algunos ángulos de exploración, las tensiones acopladas tienden a sumarse en fase, causando grandes reflexiones y posibles pérdidas del haz principal. Estas reflexiones suelen ocurrir a ángulos mayores que aquellos en los que se producen las réplicas del lóbulo principal, pero puede suceder que se produzcan a ángulos menores. Para compensar esta variación de acoplamientos que se traduce en una variación de la impedancia es necesario tener una red de compensación que también depende de la exploración.

Es posible predecir los efectos de los acoplamientos mutuos mediante simulaciones electromagnéticas de los elementos del array. Por ejemplo, es particularmente interesante poder detectar las indeseadas zonas ciegas que se producen cuando los acoplamientos entre elementos se combinan de forma que ocurre una reflexión total de la excitación de entrada o lo que es lo mismo, un nulo en el diagrama de radiación total.

Las simulaciones electromagnéticas modernas deben poder resolver sistemas 3D complejos físicamente con grandes dimensiones y provenientes de modelos dispares. Además, es común que un único modelo de simulación no pueda resolver el sistema entero con un grado de precisión deseado. Un programa comúnmente empleado para analizar el comportamiento de estas antenas y de sus elementos es el HFSS (High Frequency Structural Simulator) de la compañía Ansys [16].

Modelar *phased arrays* finitos de grandes dimensiones supone un problema de simulación ya que por definición estas estructuras son de compleja geometría. El enfoque tradicional consiste en asumir la aproximación de array infinito, en la que sólo se necesita la descripción geométrica de un subarray al suponerse que éste se repite periódica e indefinidamente en el espacio. De esta forma cada elemento ve exactamente el mismo entorno, y los cálculos para cualquiera de ellos se puede aplicar a todos.

Esta hipótesis proporciona una simplificación muy significativa en el cálculo de las variaciones de la impedancia de los elementos. A pesar de ello, el modelo de array infinito predice con buena precisión la impedancia del array y las variaciones de la misma, incluso en arrays de proporciones moderadas (menos de 100 elementos).

A modo de ejemplo en la figura 2.6 podemos ver un diagrama de radiación de la antena obtenido como el producto del factor de array y el diagrama del elemento, siendo el elemento radiante omnidireccional y aislado [17]. La dirección de apuntamiento en azimut es de 50°.

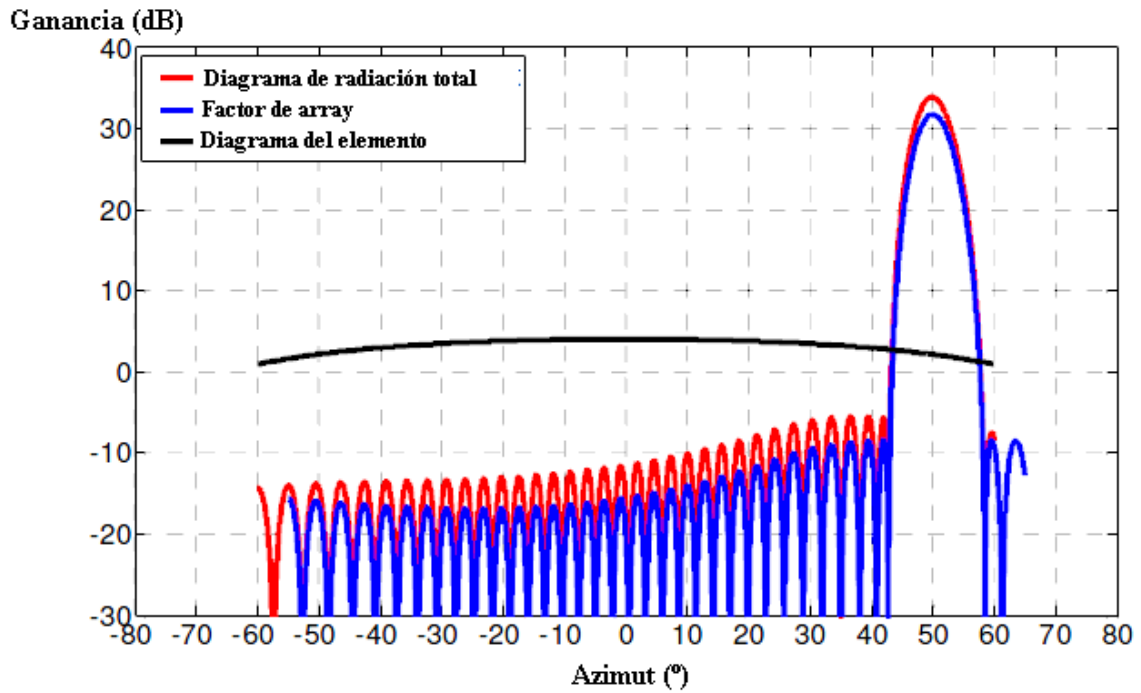


FIGURA 2.6 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA CON EL DIAGRAMA DEL ELEMENTO OMNIDIRECCIONAL

En la figura 2.7 de nuevo vemos el diagrama total de la antena pero en esta ocasión se ha tenido en cuenta el elemento incrustado, es decir, con el efecto de los acoplamientos mutuos de sus vecinos. Como se ve aparece un nulo de radiación a ángulos de exploración elevados, lo que produce una disminución de ganancia del haz principal en el ángulo de 50° [17].

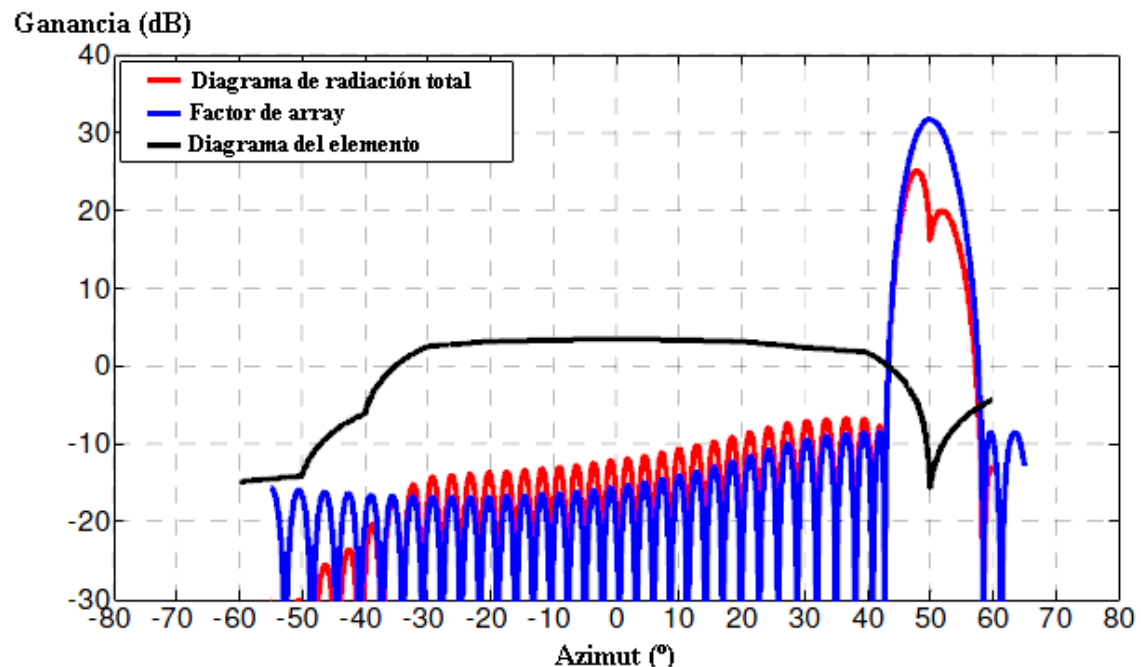


FIGURA 2.7 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DE LA ANTENA CON EL DIAGRAMA DEL ELEMENTO INCRUSTADO

Efectos de la cuantificación

Hay unos errores propios de los *phased arrays* que son los debidos a la cuantificación de la amplitud y la fase que se produce en la red de alimentación.

La mayoría de los desfasadores que se emplean para generar el barrido electrónico en los arrays son controlados digitalmente y tienen una precisión que es función del número de bits que utilizan para ello. Para una mayor simplicidad de las operaciones de los desfasadores y para un menor coste se desea un menor número de bits, mientras que en términos de ganancia, lóbulos secundarios y precisión en el apuntamiento del haz se requiere un mayor número de bits.

La fase de un desfasador de B bits se puede fijar a un valor deseado con un error residual [2]:

$$\text{Error de fase de pico} = \alpha = \pm \frac{\pi}{2^B} \quad (2.30)$$

$$\text{Error de fase RMS} = \sigma_\phi = \frac{\pi}{2^B \sqrt{3}} \quad (2.31)$$

Como se vio en el apartado “Arrays de exploración electrónica”, la pérdida de ganancia es σ_ϕ^2 , lo que introducido en (2.31) da:

$$\Delta G \approx \sigma_\phi^2 = \frac{\pi^2}{3 \cdot 2^{2B}} \quad (2.32)$$

La ganancia entonces se podría expresar como:

$$G(\theta) = G_0(\theta)(1 - \Delta G) \quad (2.33)$$

A partir de la expresión (2.32)(2.30) obtenemos los siguientes datos de pérdida de ganancia:

Número de bits del desfasador, B	2	3	4
Pérdida en ganancia, ΔG en dB	1	0.23	0.06

TABLA 2.3 PÉRDIDA DE GANANCIA EN LOS DESFASADORES

La pérdida de ganancia anterior es la que se produce en el haz principal, y esa energía se distribuye en los lóbulos secundarios. El nivel resultante de lóbulos secundarios es, por tanto, σ_ϕ^2 relativo a la ganancia del elemento individual. Por tanto, en cuanto a la pérdida de ganancia, es suficiente contar con desfasadores de 3 o 4 bits para la mayoría de las aplicaciones.

La distribución real del error de fase en la apertura debido a la cuantificación de los desfasadores no puede considerarse aleatoria, sino que se asemeja más a una distribución periódica. La naturaleza periódica de este error de fase trae como consecuencia la aparición de “lóbulos de cuantificación espúreos” cuyo valor de pico se puede estimar mediante la siguiente expresión:

$$\text{Valor del pico del lóbulo por cuantización} \cong \frac{1}{2^{2B}} \quad (2.34)$$

Esta aproximación es aplicable cuando el lóbulo principal apunta a una dirección cercana a la broadside y hay un número suficiente de elementos dentro del periodo de repetición de la distribución del error. Para un desfasador de 4 bits este lóbulo tiene un nivel de -24 dB, que es un valor bastante importante y ha de ser tenido en cuenta.

Por último, la cuantificación de la fase produce un error máximo de apuntamiento del haz principal que puede estimarse mediante la relación [2]:

$$\delta\theta = \theta_B \cdot \frac{9}{N2^B} \quad (2.35)$$

La determinación precisa de la dirección del blanco se realiza con el diagrama diferencia de la función monopulso. Esto hace que la precisión de la posición del nulo de este diagrama y por ende el parámetro de error máximo de apuntamiento del haz sean de especial importancia. A través de (2.35) se puede comprobar que, usando desfasadores de cuatro bits, el error máximo de apuntamiento es del 5% de la anchura del haz.

Algunos sistemas de radares multifunción

A continuación se presenta una breve selección de sistemas radar basados en *phased arrays* para diferentes aplicaciones.

Lockheed Martin Corporation [18]

AN/SPY-1. Familia tradicional de radares navales construidos por Lockheed Martin en los últimos 40 años. Operan en banda S y se disponen en cuatro aperturas para conseguir la cobertura acimutal de 360°. Hay variantes de estos sistemas como los SPY-1A a SPY-1K de distintas dimensiones y prestaciones a fin de adaptarse a las diversas embarcaciones. En el siguiente apartado nos centraremos en el radar SPY-1A.

Ground-Based radars. Sistemas radar terrestres de vigilancia aérea con electrónica de estado sólido que operan en banda L entre 1.2 GHz y 1.4 GHz. Proporcionan datos de posición 3D para seguimiento en ruta de vehículos aéreos comerciales, vigilancia y defensa aérea, ayudas para la navegación, control táctico, etc. Además incorporan vigilancia radar primaria y secundaria (IFF), equipos de comunicación y configuraciones transportables adaptadas a cada misión específica.

Estas antenas proporcionan barrido electrónico en elevación, mientras que exploran mecánicamente para conseguir la cobertura acimutal. La antena incorpora técnicas radar monopulso que permiten buenas precisiones en el posicionamiento angular de los blancos usando tres canales de datos (el diagrama suma y el diferencia en azimut y en elevación). Dentro de este grupo, la antena AN/TPS-77 (figura 2.8) está diseñada para ser transportada en camión, tren o helicóptero y tiene las prestaciones recogidas en la tabla 2.4.



FIGURA 2.8 AN/TPS-77

DE LOCKHEED MARTIN CORP.

Potencia de pico	19.9 kW
Alcance instrumental	250 mn
Altitud	100.000 pies (~30.000 m)
Cobertura en azimut/elevación	360°/-6° a +20°
Velocidad de rotación de la antena	5/10 r.p.m.
Mean Time Between Failures	>1.500 horas
Sensibilidad de detección	160 mn para blancos de 1 m ² de sección radar
Resolución	Distancia 50 m, Azimut 0.25°, Elevación < 3000 pies (~1000 m) a 135 mn

TABLA 2.4 ALGUNAS PRESTACIONES DEL RADAR AN/TPS-77 DE LOCKHEED MARTIN COPR.

En la actualidad están incorporando una nueva generación de radares de vigilancia aérea y antimisil tanto navales como terrestres transportables.

Raytheon [19]

PATRIOT. Dentro de la familia de defensa aérea y antimisil de Raytheon se encuentra este *phased array* de 5000 elementos y desfases de 4 bits desarrollado para la Armada de Estados Unidos mostrado en la figura 2.9. Se monta en vehículos y se pliega para poder transportarlo.



FIGURA 2.9 RADAR PATRIOT DE RAYTHEON

Radar en banda X (XBR). *Phased array* en banda X que pesa alrededor de 1800 toneladas. Se sitúa en una plataforma marítima petrolífera como se puede ver en la figura 2.10. Realiza funciones de control de fuego y defensa. En Raytheon también han desarrollado el SPY-3 en banda X.



FIGURA 2.10 RADAR XBR DE RAYTHEON

Indra [20]

3D Lanza. Familia de radares desarrollada por Indra entre los que se encuentran el Lanza móvil, el de largo alcance y el naval. Proporcionan barrido electrónico en elevación y la cobertura acimutal la consiguen mediante el giro mecánico de la antena a velocidades de entre 3 y 12 r.p.m. Tienen un alcance desde 60 mn hasta 255 mn, e incorporan avanzadas técnicas de procesado monopulso resultando en un sistema integral IFF/MSSR. Se puede ver el Lanza transportable en la figura 2.11.



FIGURA 2.11 RADAR LANZA TRANSPORTABLE DE INDRA

Capítulo 3. Utilización de antenas de barrido electrónico en radares meteorológicos

Introducción

Los radares meteorológicos con antenas convencionales no pueden proporcionar renovaciones de los volúmenes deseados de exploración en intervalos de un minuto o menos, lo que es esencial para una mejora significativa en el tiempo de advertencia de tormentas severas. Esto hace que los radares multifunción de *phased array* (Multifunction Phased Array Radar- MPAR) sean unos buenos candidatos para proporcionar exploraciones más rápidas. Además ofrecen un potencial único para el uso multipropósito al contemplarse no sólo para la observación meteorológica, sino también como apoyo a las necesidades del tráfico aéreo y seguimiento de los vehículos aéreos no cooperativos.

El Laboratorio Nacional de Tormentas Severas de Estados Unidos (National Sever Storms Laboratory- NSSL) ha estado usando una antena de *phased array* tipo SPY-1A procedente de la Armada de Estados Unidos para estudios climatológicos desde el 2003. En concreto, el banco de pruebas nacional del radar meteorológico (National Weather Radar Testbed- NWRT) fue creado en Norman, Ocklahoma, y desde entonces se ha estado investigando en él la aplicación de las antenas de barrido electrónico del PAR a la observación meteorológica [21], comparando el *phased array* con el radar tradicional meteorológico de la red NEXRAD, el WSR-88D [22].

Como ya se mencionó en el Capítulo 2, los datos meteorológicos a lo largo de los Estados Unidos se obtienen de una red de radares de vigilancia atmosférica conocidos como WSR-88D. También proporcionan información localizada en las áreas de los aeropuertos radares de vigilancia ASR (Airport Surveillance Radar) y aproximación TDWR (Terminal Doppler Weather Radar). La introducción de los radares WSR-88D supuso un salto cualitativo en las capacidades de observación en especial frente a los radares sin procesado Doppler. La alta resolución, la precisión y la observación de múltiples parámetros que proporcionaban permitían la detección de vórtices de tornados y mesociclones (vórtices de aire en las tormentas eléctricas).

A pesar de sus impresionantes prestaciones, los radares Doppler actuales tienen limitaciones. Su exploración mecánica proporciona un barrido secuencial del haz y proporciona tiempos de actualización del volumen de exploración elevados. Además, no es posible la adquisición de datos de la atmósfera adaptativamente según localizaciones específicas, lo que dificulta las observaciones intensivas en regiones con potencial de presentar condiciones climatológicas severas.

El objetivo de este capítulo es examinar las ventajas de los MPAR para la observación meteorológica y la mejora de la calidad de los datos obtenidos.

Rendimiento de la exploración electrónica [23]

La diferencia fundamental entre los radares de exploración electrónica PAR y los convencionales que usan una antena parabólica rotativa se encuentra en la generación y el barrido del haz. La superficie de la antena parabólica da forma y dirige al haz, mientras que la rotación mecánica del reflector sobre un eje vertical barre el haz a lo largo del volumen del

espacio que rodea al radar. El reflector se inclina para conseguir un eje acimutal de la antena distinto del horizonte, dirección que no es interesante de explorar debido a que los blancos presentes en ella se encuentran a muy largas distancias, mayores que el alcance del radar. Por el contrario, el haz del PAR se forma y se dirige electrónicamente mediante la superposición de las salidas de los elementos radiantes del array. Esto se consigue de diversas formas como ya se ha comentado, siendo una de ellas el control de los desfases entre elementos radiantes. De esta forma se limita el barrido del haz normalmente a unos $\pm 45^\circ$ debido al ensanchamiento que sufre en ángulos de exploración altos. Por tanto, para conseguir una cobertura hemisférica se necesitarían 4 paneles.

Cada panel de un PAR tiene miles de módulos T/R (transmisor/receptor) de estado sólido, cada uno de ellos transmite una pequeña parte de la energía total del haz y recibe una porción de la energía reflejada por el blanco. Los componentes fundamentales subyacentes en los avances en el diseño y las aplicaciones de los PAR son los atenuadores, desfasadores, conmutadores, filtros, convertidores analógico/digital y procesadores digitales, todos ellos controlados electrónicamente. Estos componentes de última generación permiten la formación y el barrido del haz de forma rápida y precisa, lo que permite la realización de múltiples funciones con un mismo radar.

Los radares tradicionales de vigilancia meteorológica controlan la posición del haz mecánicamente, lo que fija un tiempo relativamente alto (~ 50 ms) en obtener el suficiente número de muestras independientes de un eco para la estimación con buena precisión de los momentos del espectro Doppler. De esta forma, los tiempos de actualización están limitados por dos causas: el periodo de rotación de la antena y el tiempo de correlación de las señales meteorológicas. En contraste con esto, los radares Doppler *phased array* con formas de onda y/o procesamiento de la señal específicamente diseñados para la función meteorológica ofrecen la posibilidad de muestrear el volumen de exploración a velocidades mucho más rápidas.

La transmisión y el procesamiento de las señales de banda ancha se pueden realizar tanto en radares convencionales como en PAR. Las ventajas de estas señales son dos. La primera es en relación a los módulos transmisores de estado sólido que tienen mayores restricciones en la potencia de pico transmitida que en la anchura del pulso. Trabajar con señales de banda ancha permite realizar la compresión de pulsos a fin de obtener una buena resolución espacial manteniendo la potencia de pico. La segunda ventaja es la reducción radical del tiempo empleado en la generación de las estimaciones mediante el procesamiento de este tipo de señales. A pesar de poder trabajar con señales de banda ancha para conseguir una rápida actualización del volumen de resolución tanto con radares convencionales como con PAR, el máximo potencial de estas ventajas se consigue únicamente empleando los segundos.

Causas de la necesidad de alta frecuencia de observación [23]

La agilidad de haz que se consigue con los PAR ofrece beneficios en la investigación y previsión meteorológica. Los datos volumétricos frecuentes proporcionados por el PAR se necesitan para la observación de fenómenos de vida corta, seguir los movimientos del viento, y procesar la información a fin de inicializar y asimilar nuevos modelos numéricos de predicción atmosférica.

Observación de fenómenos peligrosos de vida corta

El PAR está perfectamente adaptado a la rápida vigilancia de los fenómenos atmosféricos peligrosos. La alta resolución temporal de los datos en tiempo real ofrece beneficios sociales inmediatos y tangibles a través de la mejora de los avisos de peligro, por ejemplo en la detección de micro-ráfagas (columnas de aire muy localizado que desciende violentamente de la atmósfera al suelo) o mesociclones. Además proporciona previsión inmediata y orientación en las operaciones de vehículos aéreos.

Adicionalmente, las medidas rápidas de alta resolución pueden ser un apoyo potencial en la formulación y verificación de las teorías de formación de los tornados. De estudios de radares Doppler embarcados se conoce que la velocidad tangencial media en el vórtice del tornado con un radio de 700 metros a 3 kilómetros sobre el nivel del suelo crece en el proceso de formación de 7.5 m/s a 20.3 m/s en 78 segundos. Esta rápida evolución que podría servir para tipificar la generación de los tornados es imposible de seguir con los radares de exploración convencionales. Para detectar completamente este proceso se necesitan tiempos de renovación de la información de 20-30 segundos en un mismo volumen relativamente pequeño que es donde se desencadena el tornado. Conocer la forma y tamaño de este volumen es crucial para seguir a los tornados, cosa que a día de hoy sigue siendo un enigma.

Movimientos del viento

Se ha hablado mucho sobre la necesidad de radares Doppler de exploración rápida para muestrear la alta variabilidad temporal de los elementos en una tormenta convectiva, aquella en la que el contraste térmico y otras propiedades de masas de aire húmedo dan lugar a fuertes movimientos ascendentes y descendentes de las masas de aire. Estos movimientos provocan que en un cierto volumen se almacene mucha energía cinética, lo que da lugar a las tormentas eléctricas. Por tanto, para capturar adecuadamente estas estructuras contenedoras de energía es deseable conocer la velocidad del viento en al menos dos dimensiones y especialmente la vertical con intervalos menores que un minuto.

Se han desarrollado un gran número de técnicas para obtener el vector completo de viento usando la reflectividad y/o los datos de velocidad radial de un radar Doppler. En los convencionales, la precisión de las variaciones de presión (y por tanto temperatura) obtenidas dependen en cómo de bien puede determinarse la variación temporal de la velocidad, de forma que experimentos numéricos indican una reducción substancial del error usando un muestreo temporal mayor de la misma. En concreto, el error cuadrático medio en la velocidad tangencial del viento cuando el tiempo de exploración de un volumen desciende de 4 (el tiempo más rápido de operación de los radares WSR-88D) a 1 minuto (el mínimo tiempo que se puede tardar en cubrir 150° de azimut y 9° en elevación) es del 40%.

Inicialización de nuevos modelos numéricos de predicción

Una aplicación más de la obtención rápida de datos radar en 3D es la inicialización y asimilación de nuevos modelos numéricos de predicción meteorológica de tormentas dentro de la mesoescala (estudio de sistemas atmosféricos intermedios entre la escala de tormenta y la de ciclones).

Localización de los rayos

A longitudes de onda de 10 cm, el volumen de aire (canal) en el que se produce un rayo actúa como un buen conductor. Durante este tiempo una corriente continua circula por el canal causando fuertes reflexiones de las ondas electromagnéticas. Debido a que este canal conductor se ramifica a lo largo de un cierto volumen, hasta ahora no ha sido factible mapear esta estructura tridimensional con los momentos espectrales Doppler. Con un PAR sería posible cubrir un sector en azimuth y elevación suficientemente preciso. Este mapeo de la estructura del canal del rayo podría revelar la localización de las regiones con un elevado nivel de campo eléctrico susceptibles de generar rayos. Esto también podría ayudar a determinar la influencia de los campos eléctricos en la evolución de los hidrometeoros.

Ventajas del PAR para la observación meteorológica [23]

Exploración adaptativa

La agilidad de haz que ofrece el PAR permite una exploración y procesamiento de la señal rápidos para adaptarse a la situación meteorológica. De esta forma, el PAR puede variar el énfasis que aplica a cada zona del volumen de exploración, por ejemplo, permaneciendo más tiempo en las regiones donde hay tormenta y es más probable que se formen tornados a fin de recolectar muestras suficientes para el análisis espectral, mientras que otros sectores los explora más rápida y superficialmente. También puede llevar el haz repetidamente a zonas críticas para vigilar la rápida evolución de los fenómenos severos y peligrosos. La toma frecuente de medidas de los peligros meteorológicos (como tornados, mesociclones o tormentas de granizo) puede llevar a mejores advertencias y previsiones de las tendencias de estos fenómenos.

El ángulo de elevación del haz puede ser programado para seguir la línea del horizonte corregido, aquel que salva los cuerpos que se encuentran en tierra (edificios, árboles, etc). Esto permite corregir los momentos espectrales y las variables polarimétricas de los efectos de la obstrucción del haz. Como consecuencia, se puede conseguir una buena estimación de la intensidad de lluvia en el nivel del suelo posicionando el haz en su ángulo de exploración más bajo.

Ausencia de ensanchamiento del haz debido a la rotación de la antena

Los PAR proporcionan una alta resolución angular debido a que no hay ensanchamiento por la rotación de la antena. Esto mitiga los efectos del clutter de tierra y también mejora la calidad de los datos de los momentos espectrales, consiguiéndose por tanto mejores estimaciones en los radares Doppler. La anchura espectral del clutter de tierra viene determinada por el movimiento de los dispersores en tierra y por tanto es menor de la que mediría la antena rotando, lo que permite una cancelación del clutter de tierra mayor y una mejor compensación de los errores introducidos por el filtrado en las variables polarimétricas y las anchuras espectrales de las señales meteorológicas.

Las velocidades de rotación típicas producen un haz efectivo 1.5 veces mayor. Si la velocidad del viento es constante en el volumen del haz y es el único mecanismo de ensanchamiento del espectro presente en el haz, entonces el radar medirá una anchura del espectro 1.5 veces mayor que con una antena estacionaria. De forma similar, en un PAR

polarimétrico el coeficiente de correlación entre la señal copolar y la contrapolar se puede ver afectado. Siguiendo el ejemplo de un haz 1.5 veces mayor debido a la rotación de la antena, el coeficiente de correlación pasaría de $\rho_{hv} = 0.95$ en una antena estacionaria, que indica precipitación, a $\rho_{hv} = 0.89$ en la antena con rotación, que ya está fuera de la precipitación (excepto por el granizo). Esto genera errores en la clasificación de los hidrometeoros por lo que las estimaciones son más complicadas.

Por otro lado, es importante tener en cuenta que debido al apuntamiento electrónico del haz en el PAR también se produce un ensanchamiento del haz que es conocido (es proporcional al coseno del ángulo de exploración). En las medidas de reflectividad para la estimación de la precipitación es necesario corregir la reflectividad obtenida con dicho factor de ensanchamiento a fin de tener una medida real del haz sin ensanchar.

Medidas del viento

Se pueden conseguir medidas del viento transversales al haz usando un enfoque de antenas separadas, en el que la antena ilumina un volumen y la recepción se hace en dos o más subarrays de la misma, por interferometría. Las señales recibidas varían entre uno y otro, y la correlación cruzada entre ambas tiene un máximo en un instante inversamente proporcional a la velocidad transversal de los dispersores. Esta técnica se ha aplicado a los radares que sacan el perfil del viento.

Por otro lado, la multiplexación del haz permite trabajar en un modo de operación de análisis del perfil del viento con radares de vigilancia de largo alcance. Durante una fracción de segundo el haz puede iluminar la atmósfera a unos pocos kilómetros por encima del radar y a continuación volver al modo de vigilancia durante varios minutos, alternando entre estos dos modos. El espectro Doppler de varias de estas observaciones se puede combinar para obtener el perfil del viento en altitudes donde todavía es detectable la señal.

Mejora en las medidas de intensidad de lluvia

Uno de los retos de la hidrología radar es la reducción de los errores del muestreo temporal en los mapas de lluvia, especialmente cuando se precisa una buena resolución espacial como en zonas urbanas. La exploración rápida puede reducir estos errores en el muestreo temporal llevando a estimaciones mejoradas.

Por otro lado, las reflexiones del suelo contienen información de las variaciones del índice de refracción. El cambio en la fase de las reflexiones a lo largo del tiempo es proporcional a la variación acumulada del índice de refracción, causada principalmente por los cambios en la humedad a lo largo del haz. Con las antenas rotadas mecánicamente no es práctico dirigir el haz repetidamente exactamente a los mismos puntos mientras que con un PAR sí, por lo que se pueden corregir los errores asociados a la variación en la humedad.

Mantenimiento reducido y disponibilidad mejorada

Los dos puntos del sistema radar en los que se producen fallos más comúnmente son el transmisor y el sistema de apuntamiento del haz. Los radares WSR-88D consiguen disponibilidades de hasta el 99.5%, y en su sistema de Adquisición de Datos Radar RDA (Radar Data Acquisition system), compuesto por el transmisor, receptor, procesador de señal y

antena, se consigue un tiempo medio entre fallos (MTBF) de 1275 horas. En el PAR hay numerosos módulos transmisores que están integrados en el elemento activo como módulos T/R. El MTBF útil de cada sistema individual es de 10^6 horas. Además, en caso de fallo de algunos de los módulos T/R se produce una degradación gradual de las prestaciones, por lo que se podría permitir un fallo hasta en el 10% de elementos aleatorios, lo que aumenta considerablemente el MTBF.

Caso particular: National Weather Radar Testbed (NWRT)

Características básicas [23]

Con el objetivo de comprobar las ventajas esperadas, evaluar la utilidad, explorar los usos de la tecnología *phased array* y para sentar las bases de la aplicación de la meteorología radar más allá del actual WSR-88D, se estableció en Norman, Oklahoma (EEUU) el banco de pruebas del radar meteorológico (NWRT).

En la actualidad el *phased array* está siendo operado con un receptor digital monocal, a fin de imitar el WSR.88D. No obstante, los datos digitales obtenidos por multicanal darán lugar a una nueva generación de técnicas de exploración adaptativa y medidas de interferometría que serán usadas para mejorar la predicción meteorológica. A diferencia de los haces apuntados mecánicamente, el *phased array* es apto para multifunción de forma que se pueden observar simultáneamente diferentes blancos con un alto grado de fiabilidad.

Una de las mayores ventajas del NWRT es la capacidad de explorar adaptativamente los fenómenos atmosféricos a una mayor resolución temporal que la posible con los radares WSR-88D. Los beneficios potenciales de la alta calidad y resolución de los datos incluyen un mejor entendimiento de las dinámicas de las tormentas, así como una mejor detección de los fenómenos de pequeña escala como los tornados, llevando a una mayor rapidez de advertencia y una mejor predicción.



FIGURA 3.1 PHASED ARRAY DEL LABORATORIO NACIONAL DE TORMENTAS SEVERAS. INSTALACIÓN DEL RADOMO [22]

La antena del nuevo radar (figura 3.1) es un array pasivo de 4352 elementos, con su centro a unos 15 metros por encima del nivel del suelo y montada sobre un pedestal capaz de rotar la antena a 18° por segundo, de forma que sin mover el pedestal se consigue una cobertura acimutal de $\pm 45^\circ$. La antena está inclinada 10° en elevación (tilt), y toda la exploración en elevación es electrónica. Otras de sus prestaciones son las recogidas en la tabla 3.1.

Frecuencia (Longitud de onda)	3200 MHz (9.38 cm)
Diámetro de la antena transmisora	3.66 m (apertura pseudocircular)
Ancho de haz en transmisión	1.5° en broadside y 2.1° apuntando a 45°
Ancho de haz en recepción	1.66° en broadside (reducción de SLL)
Potencia de pico	750 kW
Anchura de pulso transmitido	$1.57 \mu\text{s}$ (pulso corto) o $4.71 \mu\text{s}$ (pulso largo)
Sensibilidad	5.89 dBZ a 50 km, definida con una SNR=0 dB.

TABLA 3.1 PRESTACIONES DEL RADAR METEOROLÓGICO DE EXPLORACIÓN ELECTRÓNICA [22]

Además, este PAR soporta sobremuestreo por un factor de 10 (es decir, se pueden tomar muestras en distancia a intervalos de una décima parte de la anchura del pulso), permite guardar datos de series temporales y se controla remotamente.

Factores clave

Los factores clave que llevaron a la utilización del PAR con un objetivo meteorológico fueron los siguientes:

- *Multiplexación del haz.* La exploración rápida de un *phased array* le permite recolectar muestras estadísticamente independientes iluminando la región de interés mediante distintos haces flexibles. Una aplicación directa de este hecho es la observación y seguimiento de tornados y tormentas.
- *Cancelador de lóbulos secundarios generalizado.* Otro de los factores determinantes es la capacidad de implementar en este tipo de antenas el filtrado espacial, que no es posible con los tradicionales WSR-88D. El filtrado del clutter usando las señales procedentes de los canceladores se convierte en algo esencial para optimizar el funcionamiento del radar. Es posible tomar medidas fiables de la refractividad gracias a este filtrado.
- *Procesado monopulso.* La interferometría que se puede implementar tomando diferentes subarrays como antenas separadas permite medir el viento transversal al haz, la turbulencia dentro del viento, y resolver blancos discretos y heterogeneidades en la reflectividad dentro del volumen de resolución del radar. Hay potencial para mejorar las previsiones y las estimaciones cuantitativas de la precipitación basadas en la asimilación de los datos de alta resolución. Además, el procesado monopulso puede emplearse para detectar vehículos aéreos, en caso de implementarse dicha función en el radar.

- *Asimilación de datos.* El último factor motivador es la capacidad de mejorar las técnicas actuales de interpretación de los datos ofreciendo nuevas variables para describir el estado de la atmósfera e inicializando modelos numéricos de predicción meteorológica.

Implementación del sistema [22]

La antena de array del SPY-1A fue diseñada para proporcionar de forma robusta el procesado monopulso y la cancelación de los lóbulos secundarios. Estas funcionalidades se dan gracias a la existencia de diferentes canales en azimut y elevación y canales adicionales para los lóbulos secundarios además del primario canal suma. Actualmente, como ya se ha comentado, en el NWRT sólo está implementado en canal suma, aunque la utilidad de los otros canales es de alto interés. Los canales diferencia, por ejemplo, se pueden emplear para estimar la turbulencia (dispersión en la velocidad del viento), mientras que los canales de lóbulos secundarios pueden ser útiles para reducir la obstrucción de las señales meteorológicas producida por los blancos estacionarios o el clutter de tierra. El receptor multicanal presenta ocho receptores digitales de alta velocidad para adquirir y procesar ocho señales simultáneamente procedentes del array en tiempo real. La figura 3.2 muestra un diagrama de bloques simplificado del sistema. Las señales de RF tras los amplificadores de bajo ruido (LNAs) se pasan al subsistema del receptor analógico. Tras el filtrado y la conversión a frecuencia intermedia, el receptor analógico proporciona señales de frecuencia intermedia (IF) al receptor digital, el cual produce los datos de las series temporales digitales aptos para los sistemas de procesamiento.

Para cada canal, la conversión coherente a IF la lleva a cabo un mezclador de dos etapas que usa las señales de dos osciladores locales que provienen del bastidor del alimentador. Adicionalmente, una señal coherente de referencia y un pulso de trigger del controlador en tiempo real (Real Time Controller- RTC) existente se almacenan y acondicionan para los módulos del receptor digital. La primera etapa del mezclador convierte la señal de entrada de 3200 MHz a 750 MHz usando un oscilador local de 3950 MHz (LO1). Un filtro paso banda selecciona la banda baja de 750 MHz y atenúa el resto de los productos de la mezcla. El segundo mezclador convierte de 750 MHz a 50 MHz con un oscilador local de 700 MHz (LO2). Se necesita otra etapa de filtro paso banda para eliminar la banda alta tras la mezcla. Las señales resultantes de IF se almacenan y se pasan al bastidor del receptor digital para el procesamiento. Los receptores digitales también requieren un reloj de referencia y un trigger para sincronizarse, ambas procedentes del alimentador y el RTC.

El bastidor del receptor digital contiene todo el equipamiento necesario para adquirir las ocho señales de IF y producir un flujo de datos digitales multicanal adaptado para el procesamiento y/o guardado en el terminal de usuario. Los módulos del receptor digital convierten las señales de IF a muestras discretas usando convertidores analógico/digital (ADCs) de 14 bits a una frecuencia de 80 MHz (aunque capaces de muestrear hasta a 100 MHz). Las muestras discretas brutas son convertidas en dos componentes en fase y cuadratura (I&Q) y luego filtradas por etapas de filtros programables. Las altas tasas de datos resultantes no son aptas para la mayoría de los buses convencionales. Por tanto, se usan transportes en serie de alta velocidad para transmitir de forma fiable todos los datos a sus destinos.

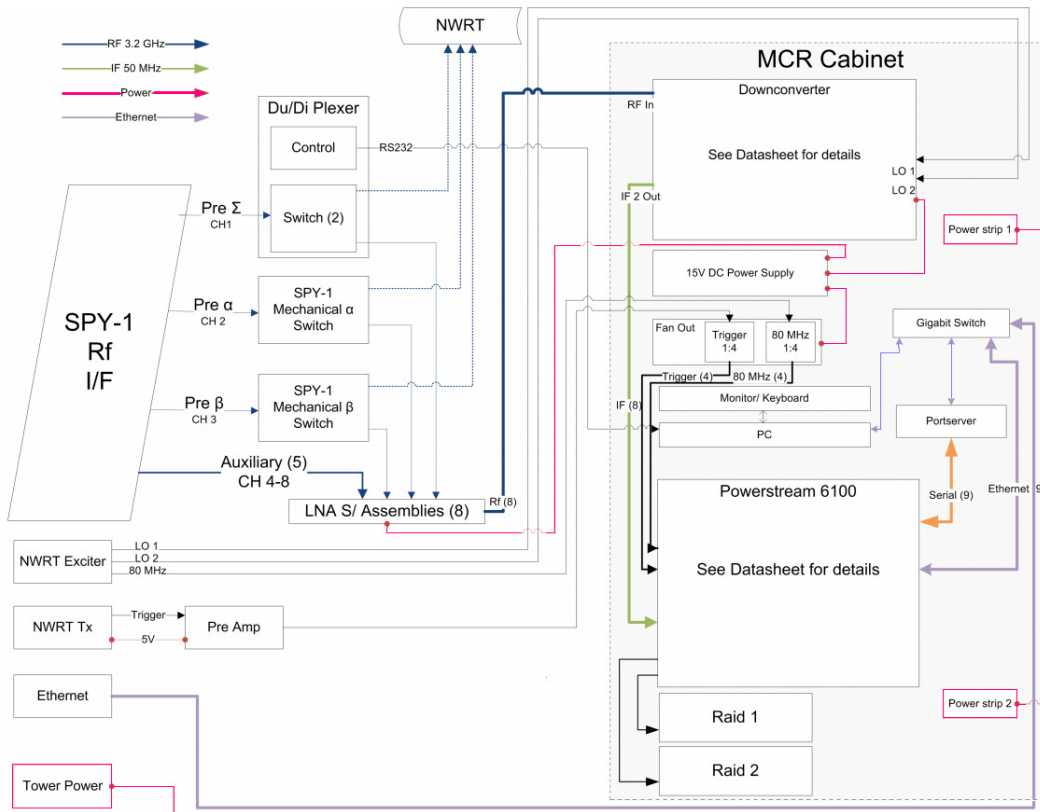


FIGURA 3.2 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RECEPTOR MULTICANAL DEL NWRT

Un componente crítico en el sistema del receptor multicanal que hace uso de todos los puertos disponibles en la antena del NWRT es un conmutador de guíaonda controlado por ordenador que puede dirigir la distribución del canal suma de la antena a todos los receptores. Existen dos modos en los que se puede hacer esta distribución, en modo dúplex o dúplex. El primero consiste en conmutar el canal suma procedente de la antena entre los dos receptores (monocanal y multicanal), mientras que el modo dúplex permite compartirlo entre los dos, cada uno disponiendo del 50% de la energía. Esta configuración doble se utiliza para realizar comparaciones entre ambos modos y para permitir utilizar el sistema antiguo (monocanal) mientras que el nuevo (multicanal) está siendo instalado.

Capítulo 4. Desarrollo de radares meteorológicos basados en *phased array*

Introducción

En este capítulo se va a sintetizar la información ofrecida en capítulos anteriores a fin de desarrollar radares meteorológicos basados en antena de exploración electrónica (*phased array*). Como ya se ha comentado, las bandas de frecuencia más utilizadas son la banda S (~3 GHz) y la C (~5 GHz) para radares en tierra y la banda X (~10 GHz) para radares embarcados en vehículos aéreos debido a su menor tamaño.

En primer lugar se diseñará un radar en banda S partiendo de las especificaciones de diseño que se han podido extraer de los radares operativos en EEUU en la red de radares NEXRAD, los WSR-88D, cuyas características se recuerdan en la tabla 4.1. De este nuevo radar basado en *phased array* se hará un análisis en todo su barrido de exploración a fin de compararlo con la antena tradicional. Éste será un radar de largo alcance (~230 km).

A continuación se diseñará un radar en banda X de menor alcance manteniendo la celda de resolución que preste el radar de largo alcance. Estos radares se emplean para vigilar zonas acotadas espacialmente por elementos orográficos. Su bajo alcance viene limitado porque su banda de frecuencia sufre una atenuación muy elevada por lluvia.

Para el desarrollo de este capítulo se va a emplear una herramienta implementada sobre MATLAB dentro de un proyecto de colaboración INDRA-UPM en el que se encuadra este Proyecto de Fin de Carrera. Se trata de una herramienta de diseño en la que a partir de unos parámetros del array como pueden ser su número de elementos, la separación y alimentación de estos, la dirección de apuntamiento, etc, extrae el diagrama de radiación de la antena total así como una serie de resultados gráficos y numéricos del mismo, como el ancho de haz, la directividad o el nivel de lóbulos secundarios. En la figura 4.1 se puede ver un ejemplo de los resultados que muestra la herramienta, como son el diagrama de radiación en 2D y 3D.

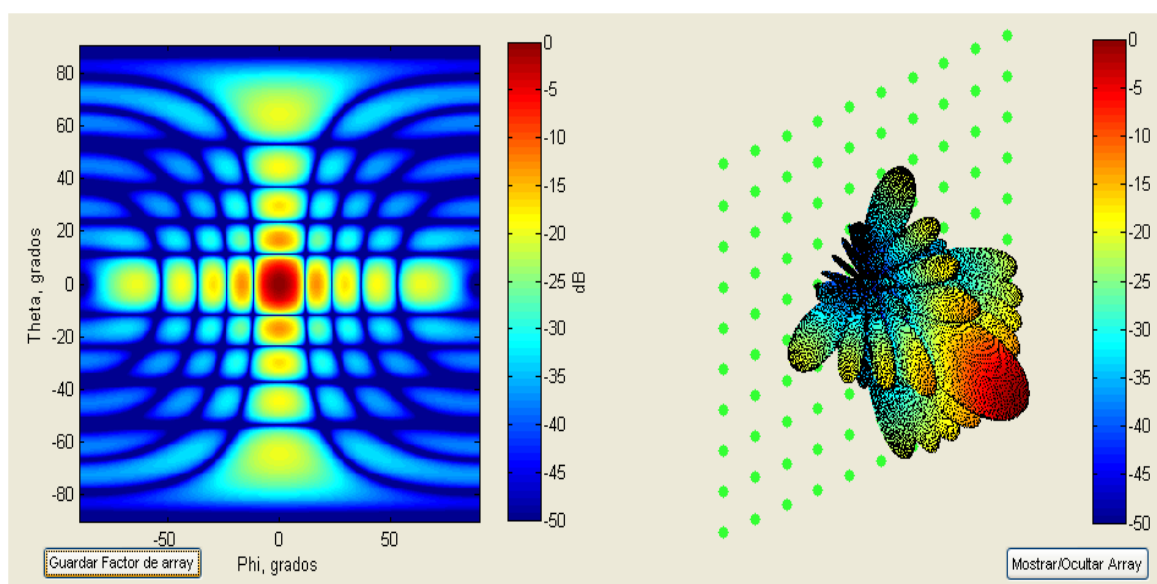


FIGURA 4.1 EJEMPLO DE RESULTADOS MOSTRADOS POR LA HERRAMIENTA

Diseño del array en banda S

Especificaciones de diseño

En la tabla 4.1 se recuerdan los parámetros más importantes de los radares WSR-88D y se presentan algunos nuevos necesarios para el análisis del alcance del sistema. La banda de trabajo de estos radares va de 2.7 GHz a 3 GHz y están diseñados para una longitud de onda a la mitad de la banda, 2.85 GHz, que es de 10.6 cm. Nuestro radar operará a esa misma longitud de onda.

Longitud de onda	10.6 cm
Potencia de pico transmitida	750 kW
Anchura de pulso	1.6 μ s
Nivel de lóbulos secundarios	<-27 dB
Alcance (Por Reflectividad)	460 km
Alcance (Por Velocidad)	230 km
Tipo de antena	Banda S, reflector parabólico con alimentación central
Apertura del reflector	Circular con un diámetro de 8.54 m
Ancho de haz a 3 dB	0.96° a 2.7 GHz; 0.88° a 3.0 GHz
Ganancia	45.8 dB a 2.85 GHz
Barrido en elevación	-1° a 60°
Precisión de apuntamiento	$\pm 0.2^\circ$
Sensibilidad	-7.5 dBZ a 460 km

TABLA 4.1 PARÁMETROS DE TRABAJO DE LOS RADARES WSR-88D [24]

Por otro lado, a fin de cuantificar las prestaciones de los diferentes arrays se van a medir con la herramienta mencionada anteriormente los siguientes parámetros:

- *Directividad*, ganancia directiva de la apertura. Se obtiene conociendo el diagrama de radiación de la antena y el barrido en azimuth (φ) y elevación (θ), siguiendo la siguiente ecuación:

$$D = \frac{4\pi}{\sum_{\varphi} (\sum_{\theta} G_A(\varphi, \theta) \cdot \sin(\theta))} \quad (4.1)$$

La ganancia de la antena se puede obtener de la directividad a través de un parámetro que es la eficiencia de la antena (para reflectores parabólicos centrados vale 0.6)

$$G = \eta D \quad (4.2)$$

La antena del WSR-88D presenta una ganancia de 45.8 dB, por lo que su directividad se obtendrá dividiendo entre 0.6 o lo que es lo mismo, sumando 2.2 dB. Es decir, la directividad de la antena del WSR-88D es de 48 dB.

- *Ancho del haz* principal a 3 dB del máximo, en azimuth y elevación. Mientras no se indique lo contrario serán los obtenidos con la antena apuntando a broadside.

- Nivel y posición del *máximo lóbulo secundario*. Se dará el nivel y los puntos en formato (azimut, elevación) en los que aparece.
- *ISLR* (Integrated Side Lobe Ratio), que mide la relación entre la energía de los lóbulos secundarios y la del haz principal como se ve a continuación:

$$ISLR = \frac{E_{LobSecundarios}}{E_{HazPrincipal}} = \frac{E_{Total} - E_{HazPrincipal}}{E_{HazPrincipal}} = \frac{\sum_{\varphi} (\sum_{\theta} G_{ATotal}^2) - \sum_{\varphi} (\sum_{\theta} G_{AHazPrincipal}^2)}{\sum_{\varphi} (\sum_{\theta} G_{AHazPrincipal}^2)} \quad (4.3)$$

Se van a mostrar imágenes del diagrama de radiación en dos y tres dimensiones, así como diferentes cortes del haz en azimut y en elevación. El rango empleado en las figuras es hemisférico, es decir con $\pm 90^\circ$ en azimut y $\pm 45^\circ$ en elevación.

Por último hay que tener en cuenta que todos los elementos radiantes que se utilizarán para las siguientes simulaciones son isotrópicos y no se incluyen los efectos por acoplamientos mutuos.

Metodología de diseño

En primer lugar escogemos como parámetro de diseño la apertura de la antena (8.54 m de diámetro). Con una disposición de array cuadrado y los elementos equiespaciados $\lambda/2$, obtenemos el número de elementos por dimensión según:

$$A = (N - 1) \cdot s = (N - 1) \frac{\lambda}{2} \rightarrow N = A \frac{2}{\lambda} + 1 \quad (4.4)$$

que con la $A=8.54$ m y $\lambda=10.6$ cm, resulta en $N=162$ elementos. Con este parámetro fijado, tenemos un array de 162×162 elementos. El ancho de haz que resulta de este array es del orden de 0.6° , valor inferior a los 0.95° objetivo de diseño. En la tabla 4.2 se recogen las características que presenta este array.

Directividad	49.21 dB
Ancho de haz	Azimut 0.66°
	Elevación 0.62°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	-13.3 dB en $(0^\circ, \pm 1^\circ)$ y $(\pm 1^\circ, 0^\circ)$
ISLR	-6.61 dB

TABLA 4.2 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY DE 162×162 ELEMENTOS

Por tanto, el parámetro principal de diseño en el que nos fijamos es el ancho de haz. Si fijamos este parámetro podemos obtener las dimensiones del array en función del ancho de haz deseado siguiendo la siguiente expresión:

$$A \approx \frac{\lambda}{\theta} \quad (4.5)$$

Por otro lado, el tamaño del array dependerá de la separación entre elementos. La condición más restrictiva que asegura la no aparición de réplicas del lóbulo secundario es la que asegura un barrido de $\pm 90^\circ$ imponiendo una separación entre elementos de $\lambda/2$. Juntando las dos expresiones anteriores recordamos lo que ya se vio en (2.1):

$$N \approx \frac{100}{\theta}$$

siendo θ el ancho de haz en grados. De esta expresión, con $\theta = 0.95^\circ$ tenemos que el número de elementos en cada dimensión es de 105. Las dimensiones del array serán por tanto, siguiendo la expresión (4.4), de $104 \cdot \lambda/2 = 5.51$ metros de lado.

En la figura 4.2 se puede ver el diagrama de radiación en 2D del array en el rango $(-20^\circ, 20^\circ)$.

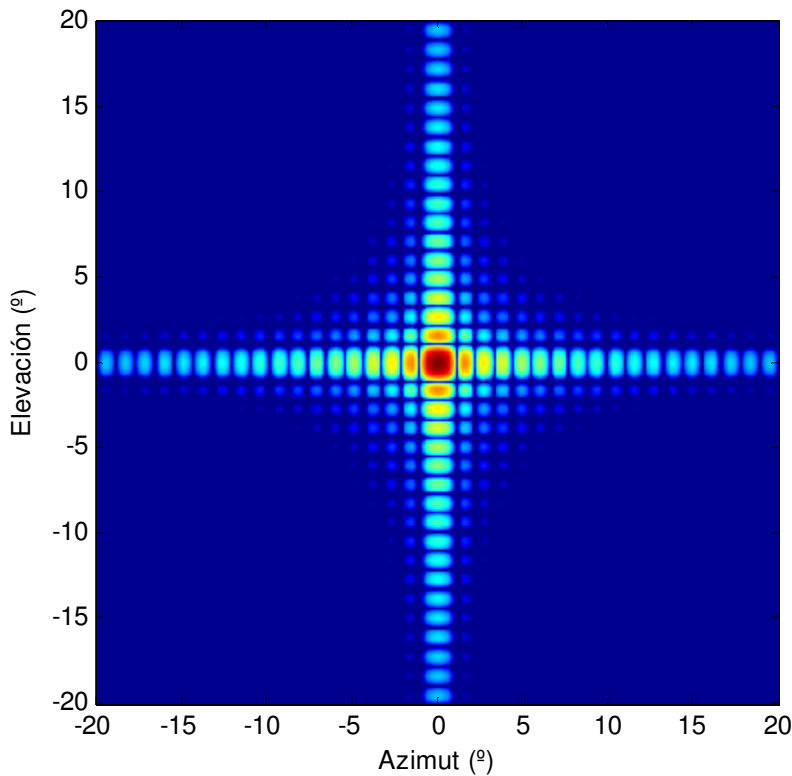


FIGURA 4.2 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY DE 105X105 ELEMENTOS

Los valores obtenidos para este array se recogen en la tabla 4.3.

Ancho de haz	Directividad	45.42 dB
	Azimut	1.02°
	Elevación	0.96°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-13.3 dB en $(0^\circ, \pm 1.6^\circ)$ y $(\pm 1.6^\circ, 0^\circ)$
ISLR		-6.67 dB

TABLA 4.3 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY DE 105X105 ELEMENTOS

Con este array está asegurado el barrido hasta $\pm 90^\circ$ sin que aparezcan réplicas del lóbulo principal. Sin embargo, para la aplicación meteorológica de los arrays no se necesitan barridos tan elevados. Disponiendo de cuatro aperturas o una plataforma de rotación mecánica se puede limitar el barrido del array en azimut a $\pm 45^\circ$. En elevación nos fijamos en el barrido de los radares WSR-88D que es de -1° a 60° , lo que con un tilt mecánico de 30° supone un barrido en elevación de aproximadamente $\pm 30^\circ$. A fin de optimizar la apertura aumentamos la separación entre elementos.

Recordamos la expresión (2.11) que daba la separación de los elementos en función del máximo barrido:

$$\left(\frac{s}{\lambda}\right) < \frac{1}{1 + |\sin \theta_0|}$$

Sustituyendo $\theta_0 = 30^\circ$ para la separación en elevación y $\theta_0 = 45^\circ$ para la separación en azimut obtenemos una separación máxima entre elementos de 0.67λ y 0.59λ respectivamente. Empleando de nuevo las ecuaciones (4.4) y (4.5) llegamos a lo siguiente:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = (N - 1) \cdot s \\ A \approx \frac{\lambda}{\theta} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} N_{\text{azimut}} \approx \frac{1}{0.59\theta}, \quad s_{\text{azimut}} = 0.59\lambda \\ N_{\text{elevacion}} \approx \frac{1}{0.67\theta}, \quad s_{\text{elevacion}} = 0.67\lambda \end{array} \right. \quad (4.6)$$

De nuevo con $\theta = 0.95^\circ = 0.0166$ rad tenemos que el número de elementos será de 92×104 , un total de 9568. En la figura 4.3 podemos ver la forma con apariencia cuadrada del array debido a que el diferente número de elementos en cada dimensión se compensa con las diferentes separaciones entre ellos.

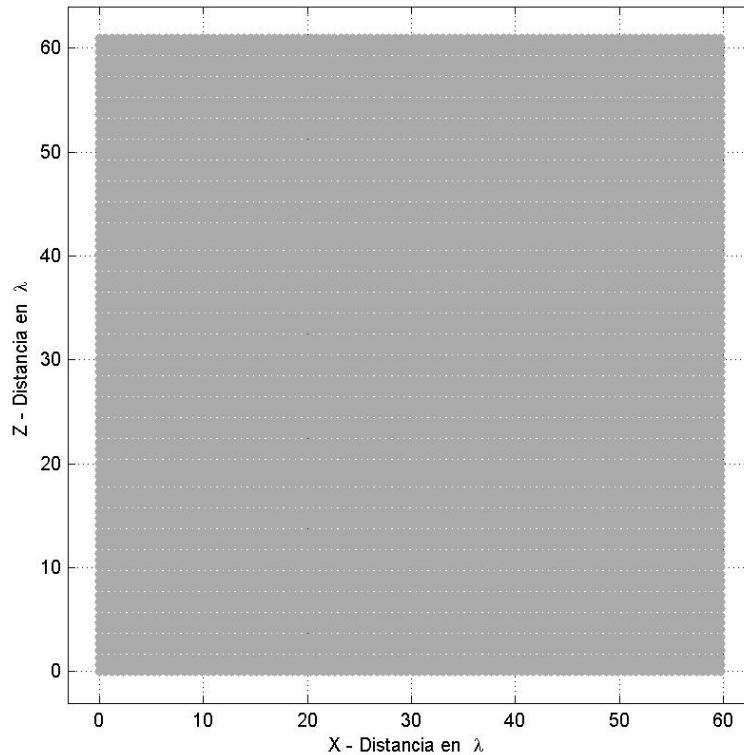


FIGURA 4.3 ARRAY DE 92X104 ELEMENTOS

Las dimensiones de este nuevo array son, calculadas de nuevo con la expresión (4.4) y teniendo en cuenta las nuevas separaciones entre elementos, 6.43 metros de alto por 6.4 metros de ancho.

En la figura 4.4 se puede apreciar en detalle la distribución de los elementos, distinta en ambas dimensiones.

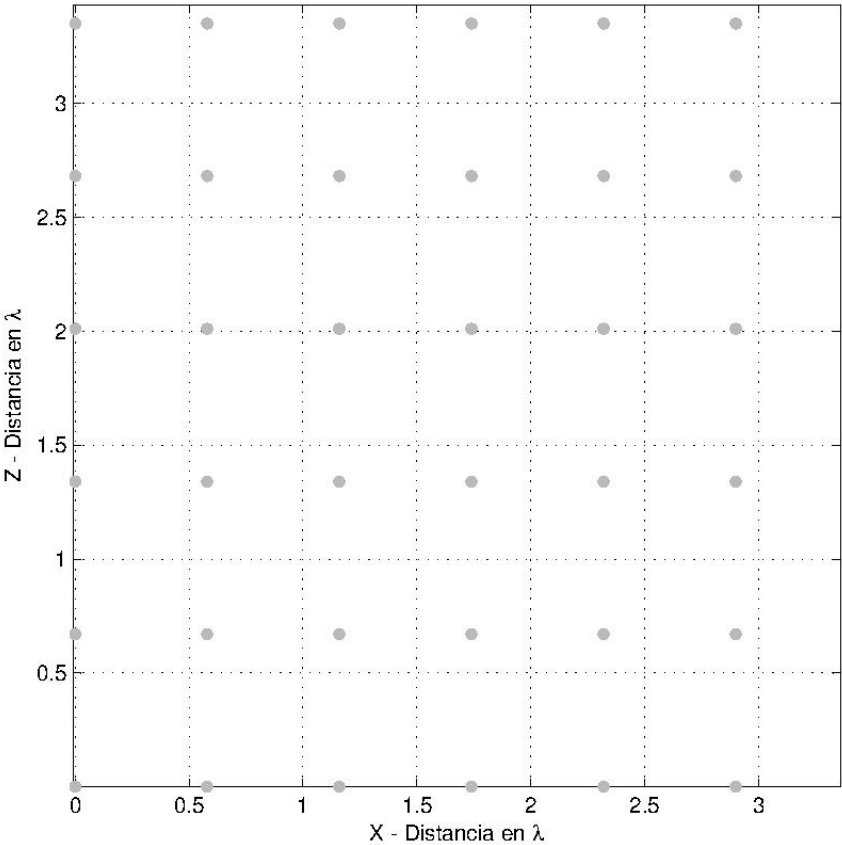


FIGURA 4.4 DETALLE DEL ARRAY DE 92X104 ELEMENTOS

Con este array obtenemos unos anchos de haz más pequeños que los deseados. Sus características en broadside se recogen en la tabla 4.4.

Ancho de haz	Directividad	45.69 dB
	Azimut	0.84°
	Elevación	0.82°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-13.3 dB en (0°,±1.3°)
ISLR		-6.64 dB

TABLA 4.4 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY

En la figura 4.5 se pueden ver los cortes del diagrama de radiación en azimuth constante igual a cero (A) y en elevación constante igual a cero (B). En ella se aprecian los lóbulos secundarios con un nivel de -13.3 dB, a 1.3° del haz principal. El rango de la figura es de -5° a 5° para observar con buena resolución el haz principal y sus lóbulos secundarios.

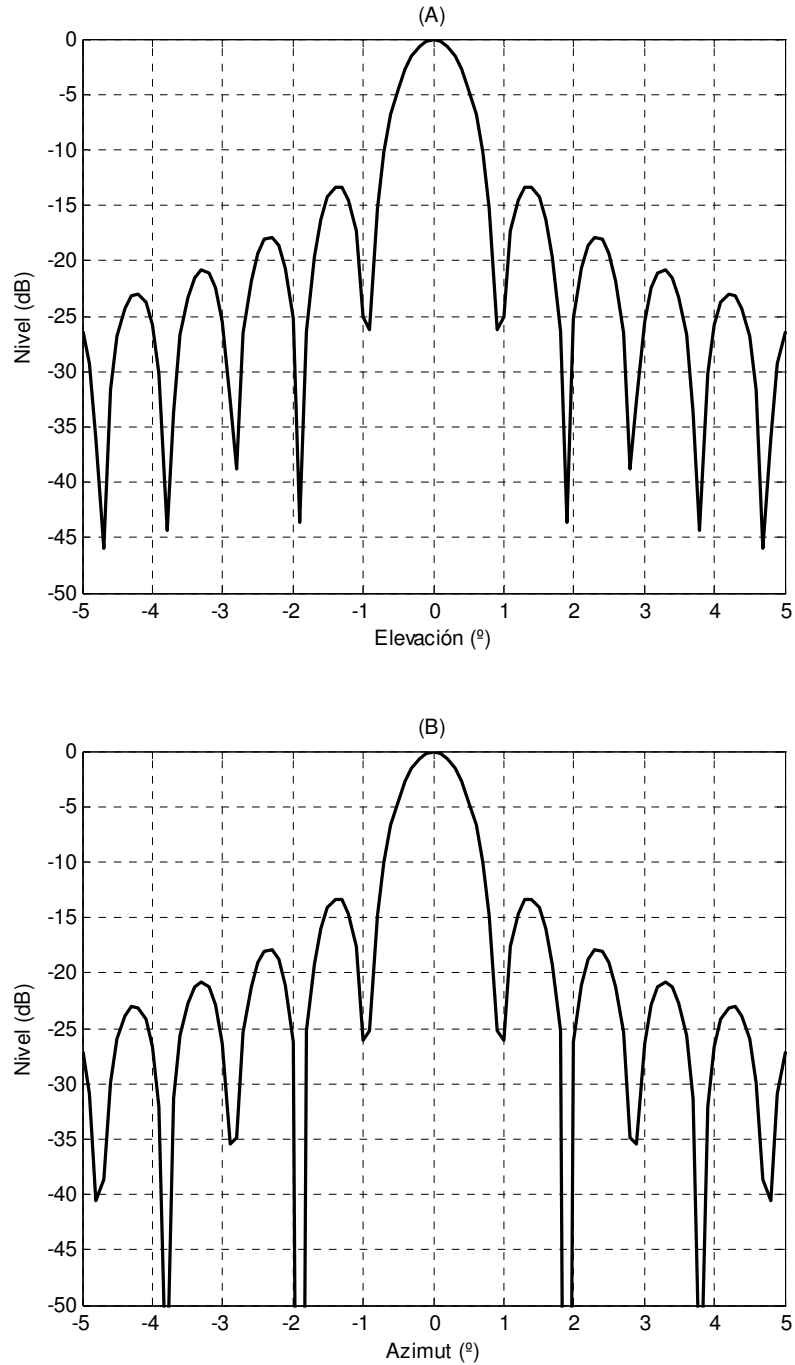


FIGURA 4.5 CORTES DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY

A continuación comprobamos que en los extremos de barrido fijados no aparezcan réplicas del lóbulo principal. En la figura 4.6 se pueden ver los siguientes apuntamientos: azimut 45°, elevación 0° (A); azimut 0°, elevación 30° (B) y azimut 45°, elevación 30° (C).

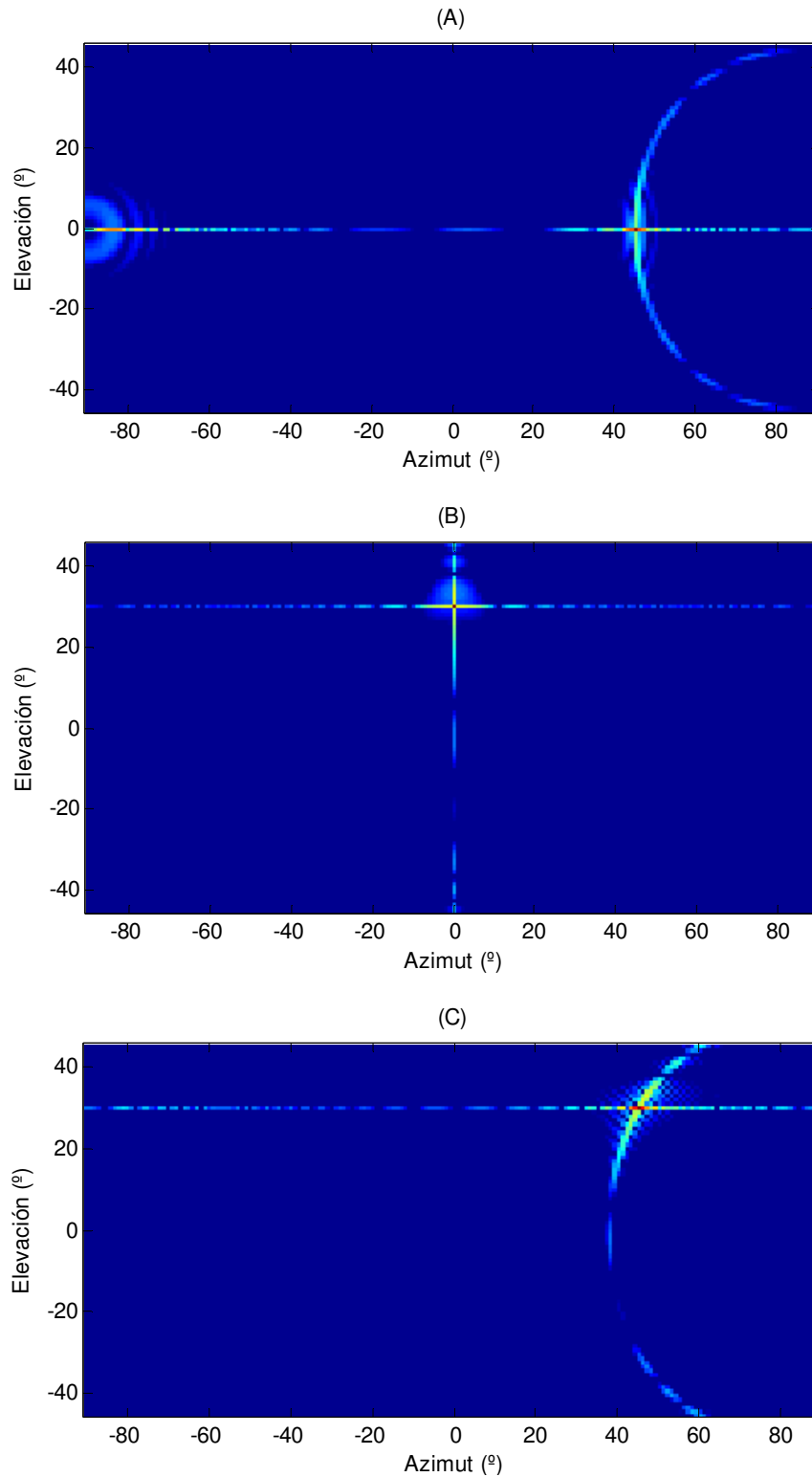


FIGURA 4.6 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY APUNTADO

Como se puede apreciar en la figura 4.6 (A) cuando el array apunta a 45° en azimuth comienza a aparecer una réplica del lóbulo principal a -13 dB. Se puede ver mejor en la siguiente figura, donde se muestra el corte del haz principal en elevación constante. Este tipo de lóbulos se verán muy reducidos cuando se introduzca un elemento radiante más directivo.

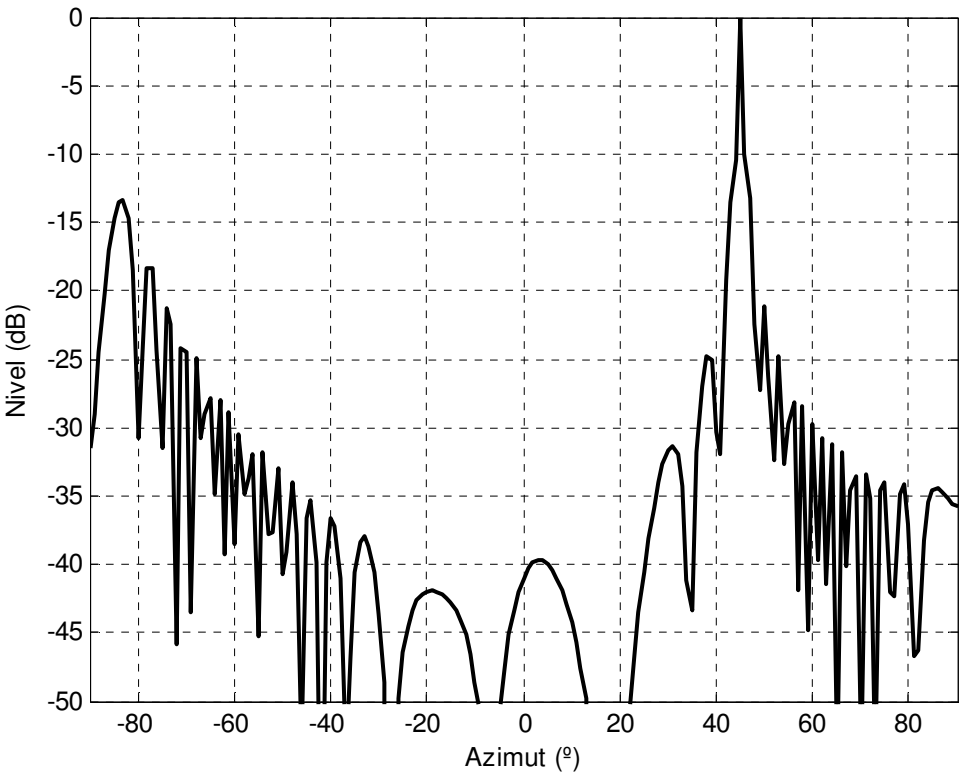


FIGURA 4.7 CORTE DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN CON EL ARRAY APUNTADO A AZIMUT 45°, ELEVACIÓN 0°

En la figura anterior se puede ver cómo el haz principal aparece englobando todos los lóbulos secundarios próximos. Esto es debido a que la resolución con la que se ha obtenido este corte no es suficientemente estrecha para seguir los lóbulos. Sí que se pueden ver el haz y los lóbulos con buena resolución en la figura 4.5.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para estos apuntamientos:

Azimut = 45° Elevación = 0°	Ancho de haz	Directividad	43.78 dB
		Azimut	1.19°
		Elevación	0.82°
		Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	-13.3 dB en (43.1°,0°), (47°,0°) y (0°,±1.3°)
		ISLR	-6.98 dB
Azimut = 0° Elevación = 30°	Ancho de haz	Directividad	46.09 dB
		Azimut	0.84°
		Elevación	0.94°
		Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	-13.3 dB en (0°, 28.5°), (0°, 31.5°) y (±1.3°, 0°)
		ISLR	-6.97 dB

Azimut = 45° Elevación = 30°		Directividad	44.56 dB
	Ancho de haz	Azimut	1.37°
		Elevación	0.88°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-13.3 dB en (42.8°, 30°), (47.3°, 30°), (45°, 28°) y (45°, 31.3°)
		ISLR	-6.72 dB

TABLA 4.5 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY EN VARIOS APUNTAMIENTOS

Como era de esperar se produce un ensanchamiento en los haces a medida que barre el haz según la expresión que ya se vió en (2.5):

$$\theta_B(\text{apuntado}) \approx \frac{\theta_B(\text{broadside})}{\cos\theta_0}$$

En la siguiente tabla se comparan los resultados medidos con el simulador y calculados mediante la expresión anterior:

Apuntamiento	Medido		Calculado	
	Ancho de Haz Azimut	Ancho de Haz Elevación	Ancho de Haz Azimut	Ancho de Haz Elevación
(0°, 0°)	0.84	0.82	-	-
(45°, 0°)	1.19	0.82	1.1879	-
(0°, 30°)	0.84	0.94	-	0.9469
(45°, 30°)	1.37	0.88	1.1879	0.9469

TABLA 4.6 COMPARACIÓN DE LOS ANCHOS DE HAZ

En la tabla se puede ver que el resultado es idéntico obtenido de ambas formas.

Conformación de la apertura

Los diseños anteriores toman como restricción las dimensiones de la antena. A continuación se realizará un diseño que toma como restricción el número de elementos pero se consiguen mayores dimensiones y por tanto mejores prestaciones. Para realizar este nuevo diseño se distribuirán los elementos en forma circular.

Partiendo del array anterior de 92x104 elementos fijamos el área de la apertura. En el array rectangular el área será:

$$A_{rec} = (N_{az} - 1)s_{az} \cdot (N_{el} - 1)s_{el} \approx N_{az}N_{el}s_{az}s_{el} \quad (4.7)$$

El array conformado será en realidad elíptico teniendo en cuenta las diferentes separaciones que tiene que haber entre elementos en las dos dimensiones. Por tanto el área será:

$$A_{eli} = \pi \frac{N_{az}^{eli}}{2} s_{az} \cdot \frac{N_{el}^{eli}}{2} s_{el} = \frac{\pi}{4} N_{az}^{eli} N_{el}^{eli} s_{az} s_{el} \quad (4.8)$$

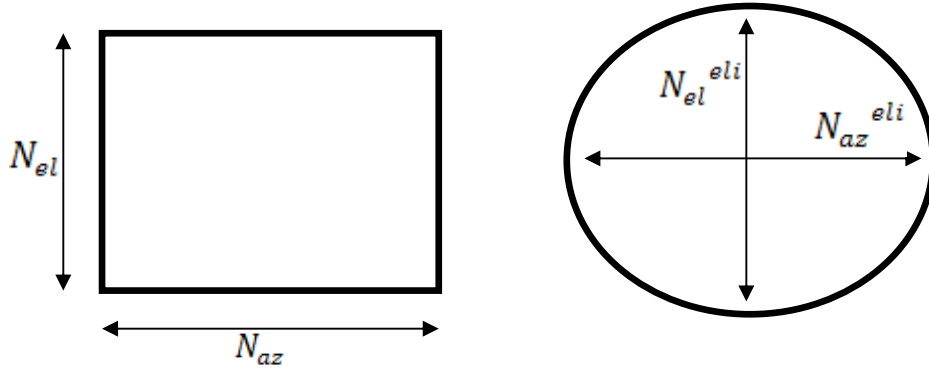


FIGURA 4.8 EJES DE LOS ARRAYS RECTANGULAR Y CIRCULAR

Sabiendo entonces que la relación que cumplen las dos dimensiones es la siguiente:

$$N_{az}^{eli} = \frac{S_{el}}{S_{az}} N_{el}^{eli} = \frac{0.67}{0.59} N_{el}^{eli}, \quad (4.9)$$

que las áreas deben ser iguales, y que N_{az} y N_{el} son 104 y 92 respectivamente obtenemos los semiejes del array elíptico como:

$$N_{el}^{eli} = \sqrt{\frac{S_{az}}{S_{el}} \frac{4}{\pi} N_{az} N_{el}} = 103 \quad (4.10)$$

$$N_{az}^{eli} = \frac{0.67}{0.59} N_{el}^{eli} = 118$$

Con este número de elementos por eje, las dimensiones horizontal y vertical de la antena serán de 7.28 metros de alto por 7.27 metros de ancho, más de un metro todavía menores que el diámetro de la antena del reflector parabólico de los radares WSR-88D.

Estos ejes nos dan un número de elementos activos de 9546. Este valor es lo más cercano posible con estas dimensiones al total de 9568 de que dispone el array rectangular de 92x104 elementos. En la figura 4.9 se puede ver la configuración espacial del array.

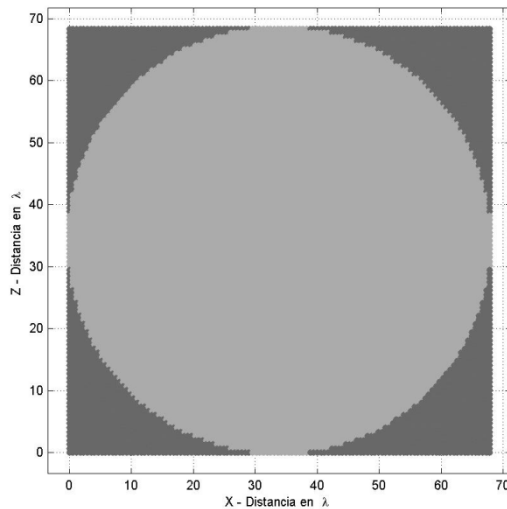


FIGURA 4.9 ARRAY CON FORMA CIRCULAR

En la figura 4.10 se puede ver un detalle de cómo quedarían los elementos en el borde del círculo.

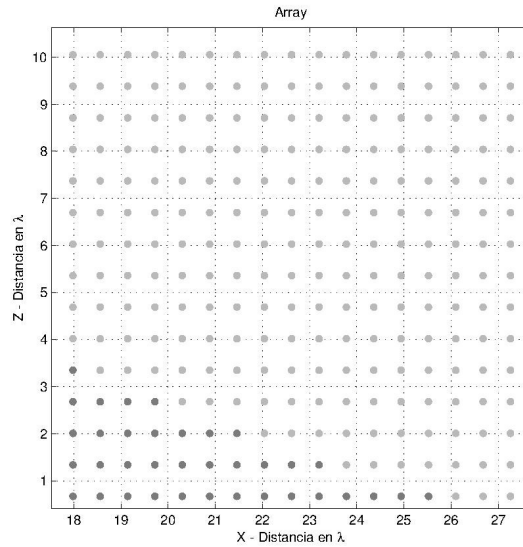


FIGURA 4.10 DETALLE DEL ARRAY CIRCULAR

Otra consecuencia de esta conformación de la apertura es que se produce un efecto similar a si se hubiera empleado una función de iluminación de los elementos en los que los de los extremos tuvieran un peso muy pequeño. De esta forma se reducen algo los lóbulos secundarios, menos que al utilizar una ponderación de amplitudes. Además, como los anchos de haz obtenidos en broadside eran menores que los deseados, podemos permitir un ligero aumento de los mismos.

En broadside obtenemos para esta array circular las características recogidas en la tabla 4.7. La figura 4.11 muestra el diagrama de radiación, y en ella se puede apreciar cómo los lóbulos secundarios se distribuyen de forma distinta a como lo hacían en caso de array rectangular.

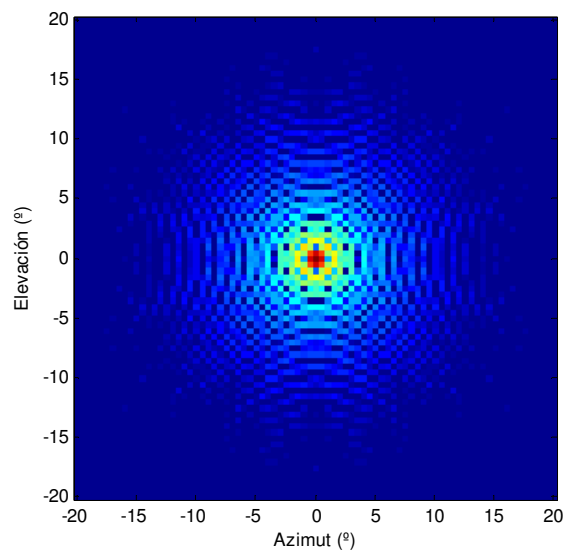


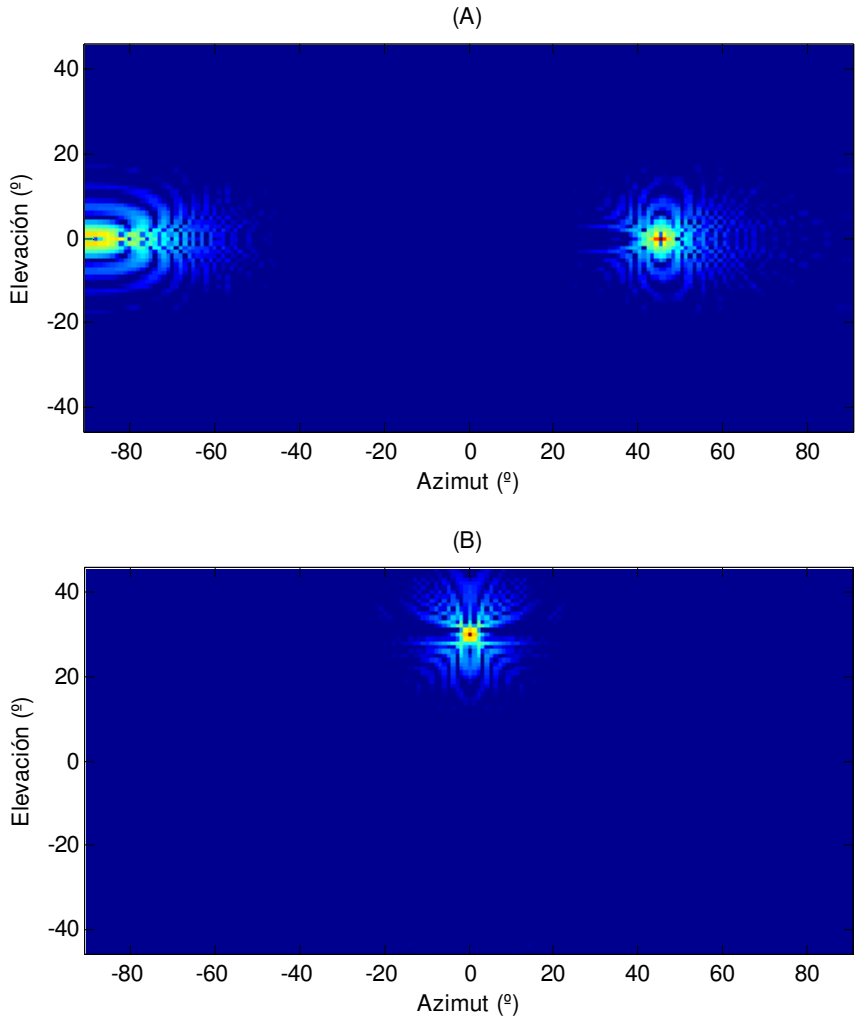
FIGURA 4.11 DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D DEL ARRAY CIRCULAR

	Directividad	45.47 dB
Ancho de haz	Azimut	0.85°
	Elevación	0.85°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-18.6 dB en (0°,±1.5°) y (±1.5°, 0°)
	ISLR	-8.6 dB

TABLA 4.7 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY CIRCULAR EN BROADSIDE

Como se puede observar se ha reducido el nivel de lóbulos secundarios mientras que el ancho de haz se ha mantenido prácticamente invariable gracias a los ejes más largos. Además, el ISLR también se ha reducido debido a que el nivel de lóbulos secundarios es en general menor.

A continuación se pueden ver los diagramas de radiación de la antena en los distintos apuntamientos extremos que se han definido. Estos son, igual que en el caso anterior: azimut 45°, elevación 0° (A); azimut 0°, elevación 30° (B) y azimut 45°, elevación 30° (C).



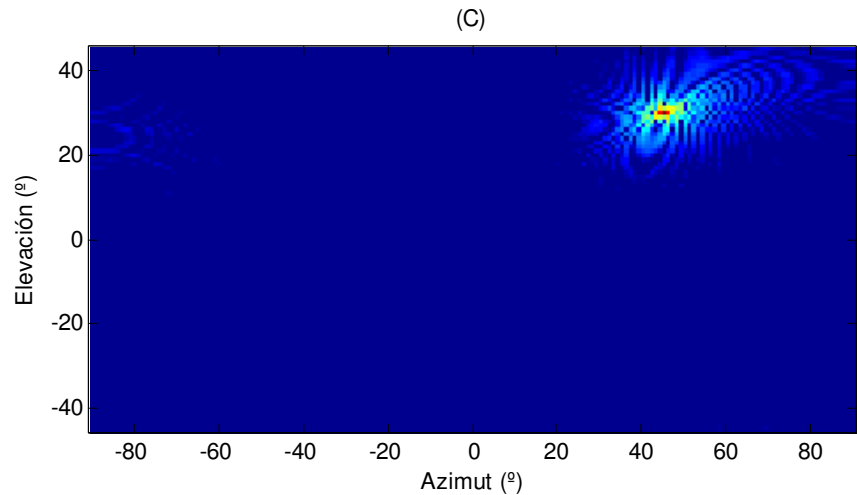


FIGURA 4.12 DIAGRAMA DE RADIACIÓN CON EL ARRAY CIRCULAR APUNTADO

De igual forma a como ocurría en el array anterior, en el apuntamiento de azimut 45° elevación 0° comienza a aparecer una réplica del lóbulo principal menor que -17 dB. En la siguiente figura puede apreciarse mejor en el corte del diagrama de radiación con elevación constante 0°.

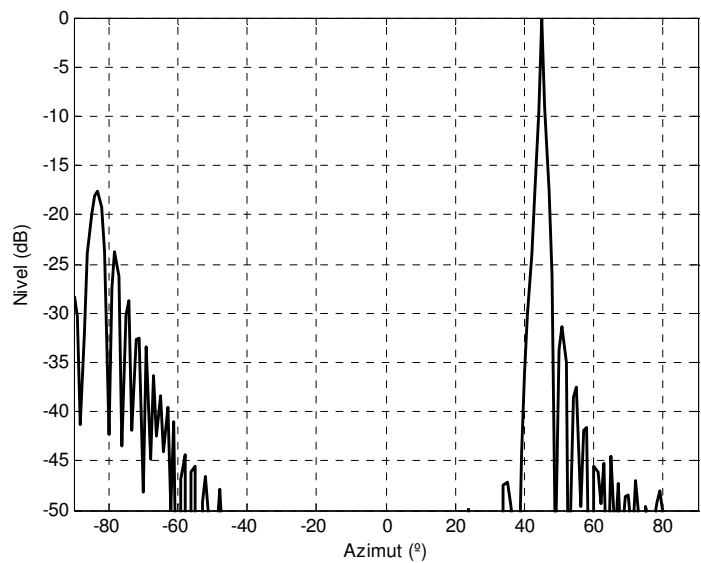


FIGURA 4.13 CORTE DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN CON EL ARRAY APUNTADO A AZIMUT 45°, ELEVACIÓN 0°

En la siguiente tabla se recogen los resultados obtenidos para dichos apuntamientos:

Azimut = 45° Elevación = 0°		Directividad	43.36 dB
	Ancho de haz	Azimut	1.21°
		Elevación	0.85°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	-17.6 dB en (44.1°,±1.2°) y (46.6°, ±0.8°)	
		ISLR	-7.67dB

Azimut = 0° Elevación = 30°		Directividad	45.9 dB
	Ancho de haz	Azimut	0.99°
		Elevación	0.99°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-17.6 dB en (0°, 28.4°), (0°, 31.6°) y (±1.5°, 0°)
		ISLR	-7.8 dB
Azimut = 45° Elevación = 30°		Directividad	44.43 dB
	Ancho de haz	Azimut	1.4°
		Elevación	0.9°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-17.6 dB en (42.8°, 30°), (47.3°, 30°), (45°, 28°) y (45°, 31.3°)
		ISLR	-7.73 dB

TABLA 4.8 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY EN VARIOS APUNTAMIENTOS

Es inmediato comparar estas dos tablas con la 4.4 y 4.5 y ver que los anchos de haz y directividad son valores muy similares, mientras que los lóbulos secundarios y la energía perdida fuera del haz se han reducido gracias al conformado de la apertura.

Array en recepción

Cuando la antena está transmitiendo su función es iluminar los diferentes blancos por lo que no es muy importante la pérdida de energía que se produce fuera del haz principal. Sin embargo, en recepción sí que es determinante puesto que toda la parte del diagrama de radiación que está fuera del haz principal es susceptible de captar clutter.

Este es el motivo por el que en recepción es común emplear una función de iluminación de los elementos, para intentar reducir al máximo el nivel de lóbulos secundarios. En contrapartida se produce un ensanchamiento del haz, pero esto se compensa con la utilización del procesado monopulso.

Partiendo del array circular empleamos una función de ponderación tipo Chebyshev que fija el nivel de lóbulos secundarios a 30 dB. La siguiente figura muestra el array donde la intensidad del color es proporcional a la intensidad de la alimentación del elemento.

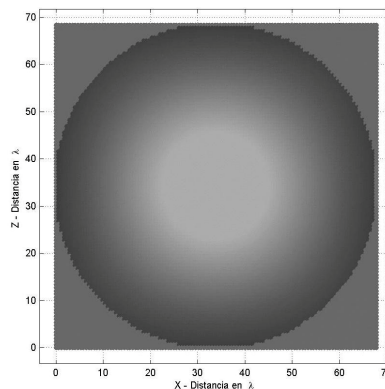


FIGURA 4.14 ARRAY CIRCULAR CON ENVENTANADO DE CHEBYSHEV

Analizamos el comportamiento del array en broadside y se obtienen los siguientes resultados:

Directividad		45.07 dB
Ancho de haz	Azimut	1.07°
	Elevación	1.06°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-30.3 dB en (0°, ±1.8°) y (±1.8°, 0°)
ISLR		-23.66 dB

TABLA 4.9 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY CIRCULAR CON PONDERACIÓN DE CHEBYSHEV

Como se aprecia en los resultados anteriores, se reduce drásticamente el nivel de lóbulos secundarios y por consiguiente también la energía perdida fuera del haz. El ancho de haz se incrementa en torno a 0.2°. En la siguiente figura podemos ver el diagrama de radiación en 2D y se puede ver, en comparación con la figura 4.15 cómo desaparecen muchos de los lóbulos secundarios.

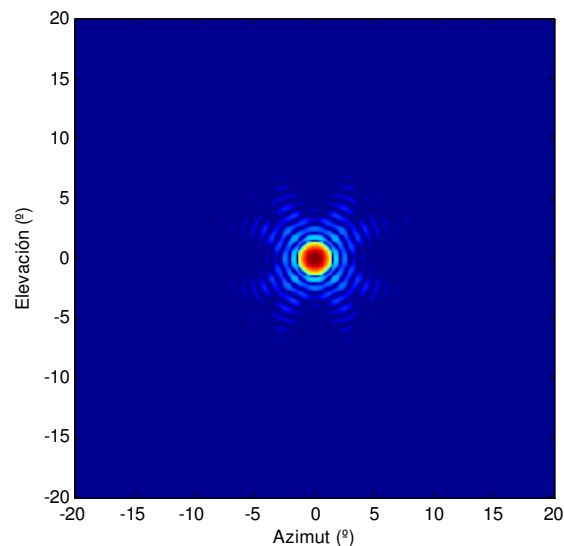


FIGURA 4.15 DIAGRAMA DE RADIACIÓN 2D DEL ARRAY CIRCULAR CON PONDERACIÓN DE CHEBYSHEV

Si analizamos el array en recepción en los ángulos extremos del barrido obtenemos los resultados recogidos a continuación:

		Directividad	42.92 dB
Azimut = 45° Elevación = 0°	Ancho de haz	Azimut	1.51°
		Elevación	1.07°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-30.1 dB en (42.6°, 0°) y (47.5°, 0°)
	ISLR		-24.9 dB

Azimut = 0° Elevación = 30°		Directividad	44.64 dB
	Ancho de haz	Azimut	1.07°
		Elevación	1.23°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-30.1 dB en ($\pm 1.2^\circ$, 30°), (0°, 32°) y (0°, 28°)
		ISLR	-24.78 dB
Azimut = 45° Elevación = 30°		Directividad	43.14 dB
	Ancho de haz	Azimut	1.75 °
		Elevación	1.14 °
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-30.08 dB en (42.2°, 30°), (47°, 30°), (45°, 29°) y (45°, 31.1°)
		ISLR	-25.13 dB

TABLA 4.10 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY EN RECEPCIÓN

De nuevo los resultados son los esperados del enventanado en amplitud.

Cuando el array apunta a 45° en azimut, aparece una réplica del lóbulo secundario de -11 dB. El nivel es mayor que el que aparecía en el array en transmisión. Este lóbulo se puede ver bien en la figura 4.16.

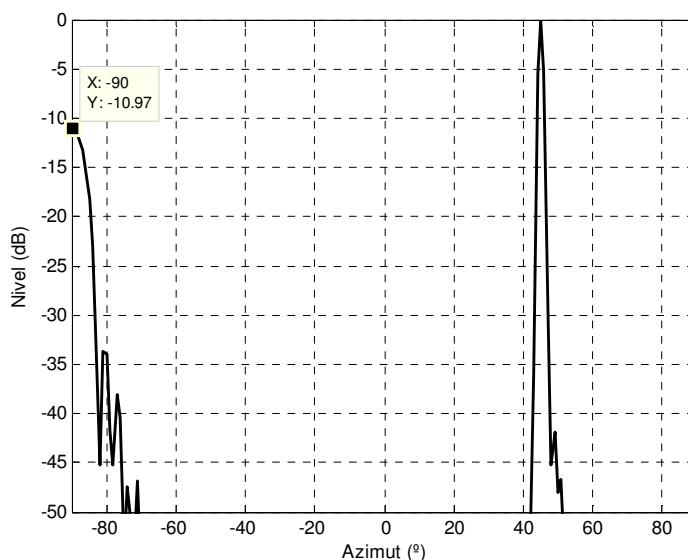


FIGURA 4.16 APARICIÓN DE GRATING LOBE EN RECEPCIÓN (AZIMUT 45°)

Por último, en la figura 4.17 aparece una comparación de los haces con el array en transmisión (A) y en recepción (B). En ella se puede apreciar la diferencia entre ambos tanto en lóbulos secundarios como en ancho del haz. El apuntamiento del array en este caso es azimut 45°, elevación 0°.

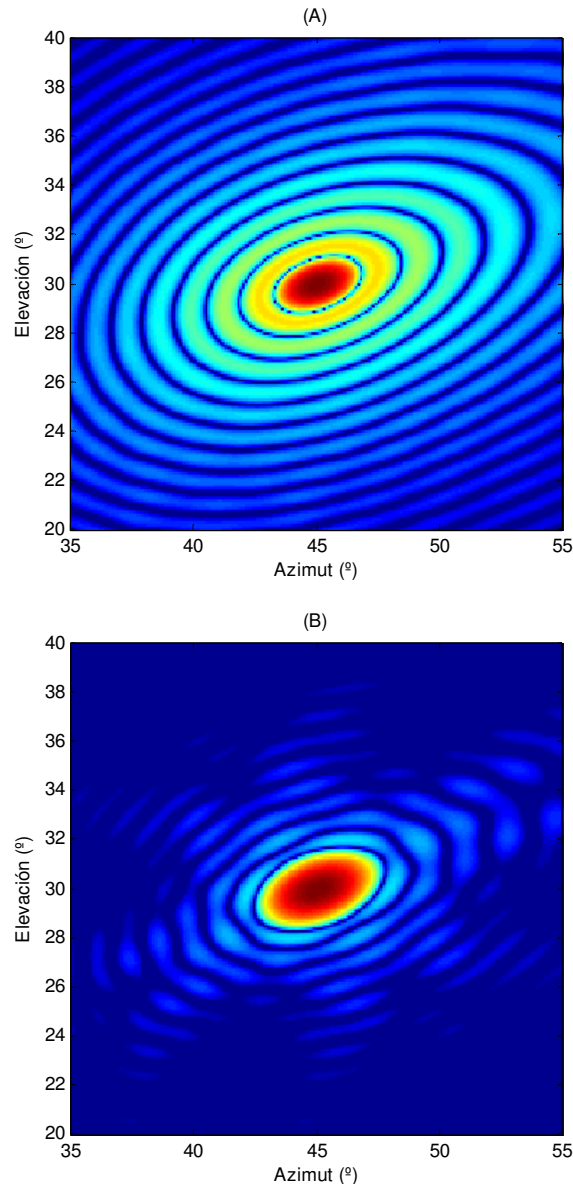


FIGURA 4.17 COMPARACIÓN DE LOS HACES EN TX Y RX APUNTANDO A AZIMUT 45°, ELEVACIÓN 30°

Comportamiento en frecuencia

Cuando el array no se explota en una única frecuencia, sino que hay una banda dentro de la cual debe funcionar es importante diseñarlo de forma que trabaje bien a la frecuencia más restrictiva. En el caso de los radares WSR-88D están diseñados para la frecuencia central de la banda ya que ésta va de 2.7 GHz a 3 GHz y la longitud de onda de trabajo es de 10.6 cm (2.85 GHz).

En los arrays de exploración electrónica es fácil corregir las fases de los elementos dependiendo de la frecuencia a la que se esté trabajando, de forma que no se produzca un error en el apuntamiento debido al cambio de frecuencia. A continuación se va a analizar cómo afecta un cambio en la frecuencia de trabajo dentro de la banda al apuntamiento y el ancho de haz.

En primer lugar (figura 4.18) obtenemos los cortes principales del diagrama de radiación a las tres frecuencias: mínima (2.7 GHz), central (2,85 GHz) y máxima (3 GHz). En

este primer caso el array está apuntando a broadside. Aparecen los cortes en azimut (A) y en elevación (B).

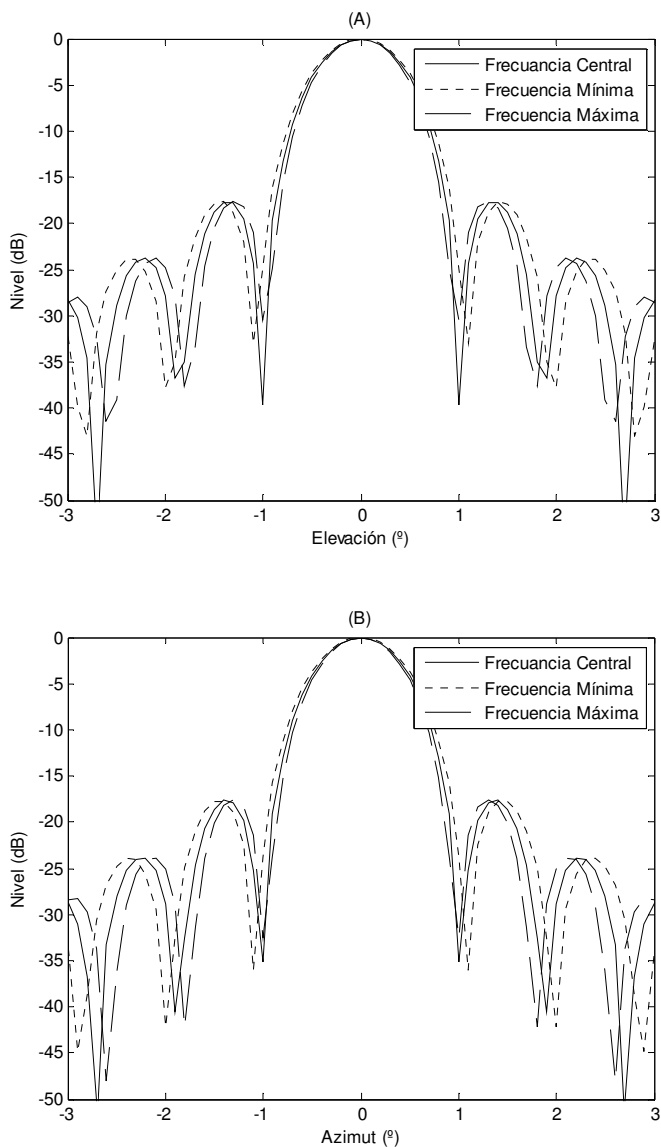


FIGURA 4.18 CORTES DEL DIAGRAMA A LAS DISTINTAS FRECUENCIAS

Al estar apuntando a broadside no se produce error en el apuntamiento. Lo que sí que se puede apreciar es el distinto ancho de haz a cada una de las tres frecuencias, y también que la posición de los lóbulos secundarios se desplaza. Tenemos los siguientes valores:

	2.7 GHz	2.85 GHz	3 GHz
Ancho de haz Azimut	0.90°	0.85°	0.81°
Ancho de haz Elevación	0.90°	0.85°	0.81°

TABLA 4.11 ANCHOS DE HAZ A DISTINTAS FRECUENCIAS EN BROADSIDE

Como era de esperar, para la máxima frecuencia se obtiene un ancho de haz menor que en las otras dos frecuencias.

Cuando apuntamos el array a los límites de barrido a una frecuencia distinta a aquella para la que se ha diseñado la separación entre elementos puede ocurrir que al ser la separación entre elementos en longitudes de onda mayor, aparezcan réplicas del lóbulo principal. Es decir, si la separación entre elementos está optimizada para la frecuencia central, a la frecuencia máxima que la separación entre elementos será mayor (en longitudes de onda), puede ser que la condición de no aparición de lóbulos secundarios no se cumpla.

Las siguientes figuras muestran los cortes del haz del array apuntando a los extremos de barrido, y en las tablas se recogen los anchos de haz y los verdaderos apuntamientos a cada frecuencia.

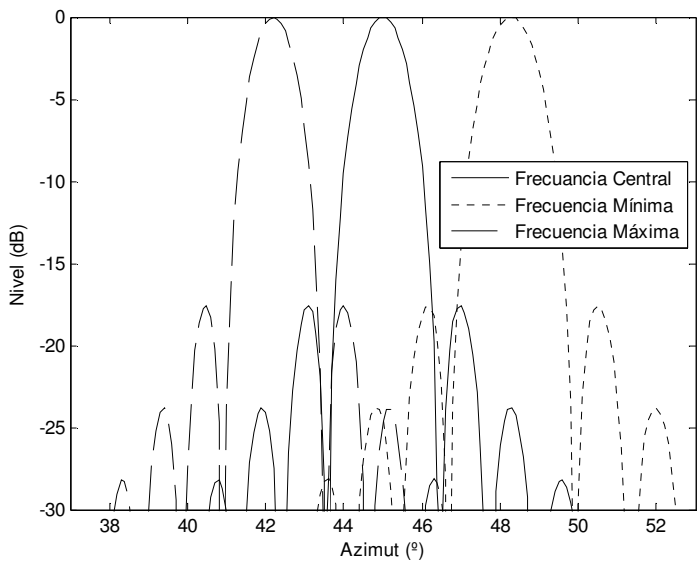


FIGURA 4.19 CORTE EN ELEVACIÓN 0° DEL DIAGRAMA APUNTANDO A 45° EN AZIMUT

	2.7 GHz	2.85 GHz	3 GHz
Ancho de haz Azimut	1.37°	1.21°	1.1°
Apuntamiento Azimut	48.3°	45°	42.2°

TABLA 4.12 ANCHOS DE HAZ Y APUNTAMIENTOS PARA AZIMUT 45°, ELEVACIÓN 0°

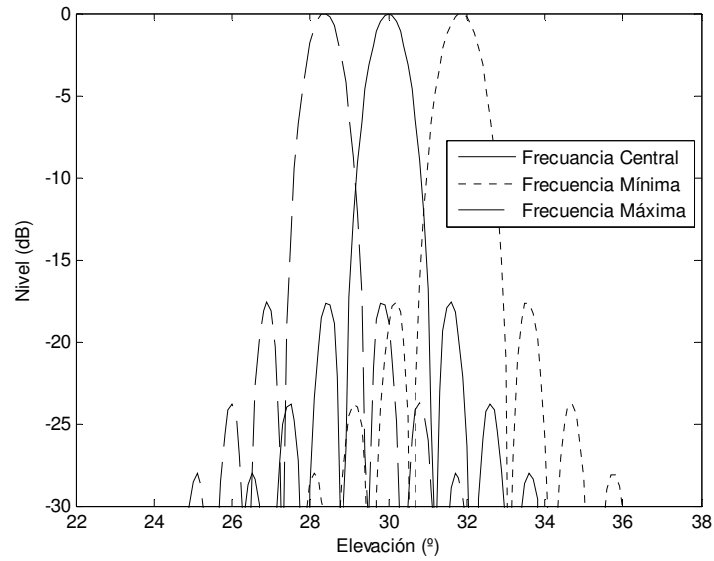


FIGURA 4.20 CORTE EN AZIMUT 0° DEL DIAGRAMA APUNTANDO A 30° EN ELEVACIÓN

	2.7 GHz	2.85 GHz	3 GHz
Ancho de haz Elevación	1.06°	0.99°	0.92°
Apuntamiento Elevación	31.9°	30°	28.4°

TABLA 4.13 ANCHOS DE HAZ Y APUNTAMIENTO PARA AZIMUT 0°, ELEVACIÓN 30°

En todas ellas se observa el desapuntamiento del haz y el distinto ancho a 3 dB. En el caso del apuntamiento a azimut 45°, elevación 0°, en la frecuencia central aparecía una pequeña réplica del haz principal. A la frecuencia máxima, que la separación entre elementos en longitudes de onda es mayor aparece dicha réplica con el mismo nivel que el haz principal. Se puede ver en la siguiente figura:

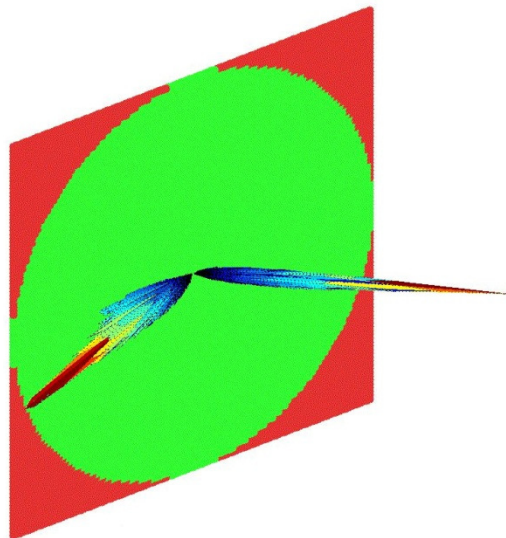


FIGURA 4.21 APARICIÓN DE GRATING LOBE

Para solucionar este problema se recalculan las fases corrigiendo su valor en función de la frecuencia. Con las fases recalculadas desaparece el grating lobe y el corte del diagrama de radiación se queda de la siguiente forma:

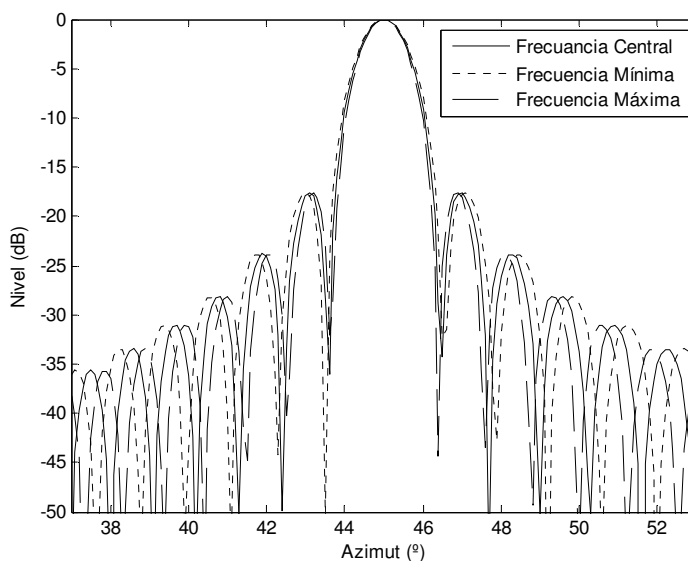


FIGURA 4.22 CORTE EN ELEVACIÓN 0° DEL DIAGRAMA APUNTANDO A 45° EN AZIMUT CON CORRECCIÓN DE FASES

En la figura se puede ver cómo con las fases corregidas en cuanto al apuntamiento se consigue el deseado, aunque sigue habiendo distintos anchos de haz, algo inherente al uso de distintas frecuencias.

Procesado monopulso

En los arrays de exploración electrónica es sencillo implementar el procesado monopulso ya que cambiando las fases de los elementos radiantes electrónicamente se pueden conseguir el diagrama suma y los diferencia en azimut y elevación de manera instantánea en la misma antena.

Dado que los blancos meteorológicos no son puntuales como ya se ha visto, el procesado monopulso no se emplea en esta aplicación para aumentar la precisión de la medida de la posición en la que se detecta el blanco. Sin embargo, este procesado tiene su función dentro de la aplicación meteorológica, y ésta es según se ha mencionado anteriormente la medida de la velocidad del viento transversal al haz, así como la estimación de la turbulencia dentro del mismo, factores que entre otros determinan la presencia o no de tormenta severa. Además sirve para medir heterogeneidades en la reflectividad de un volumen. Aún así, la mayoría de los radares meteorológicos implementan también la función de vigilancia de vehículos aéreos, por lo que, dentro de la multifunción, el procesado monopulso también podrá servir para mejorar la precisión acimutal de la medida hasta 1/50 del ancho de haz.

Dicha precisión puede obtenerse en función de la relación señal a ruido deseada en la señal y la pendiente de la función monopulso como se ve en (4.11), que a su vez se calcula a través de los diagramas de radiación suma y diferencia. El parámetro fundamental a ajustar para optimizar la función monopulso es la separación entre haces de los diagramas.

$$\sigma = \frac{1}{m\sqrt{2 \cdot SNR}} \quad (4.11)$$

Los diferentes diagramas necesarios para esta función monopulso se generan mediante la asignación de cada uno de los elementos a uno de los cuatro subarrays monopulso que se definen, A, B, C y D. Cada uno de estos cuatro subarrays se apunta a un ángulo desviado del apuntamiento una determinada separación que es preciso optimizar. Es decir, si el ángulo de apuntamiento de la antena es φ_0, θ_0 (azimut, elevación), los apuntamientos de cada uno de los subarrays se calculan como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} A \begin{cases} \varphi_A = \varphi_0 - \frac{\delta\varphi}{2} \\ \theta_A = \theta_0 + \frac{\delta\theta}{2} \end{cases} & B \begin{cases} \varphi_B = \varphi_0 + \frac{\delta\varphi}{2} \\ \theta_B = \theta_0 + \frac{\delta\theta}{2} \end{cases} \\ C \begin{cases} \varphi_C = \varphi_0 - \frac{\delta\varphi}{2} \\ \theta_C = \theta_0 - \frac{\delta\theta}{2} \end{cases} & D \begin{cases} \varphi_D = \varphi_0 + \frac{\delta\varphi}{2} \\ \theta_D = \theta_0 - \frac{\delta\theta}{2} \end{cases} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

siendo $\delta\varphi$ y $\delta\theta$ las separaciones entre los haces en azimut y elevación respectivamente.

Cada uno de los subdiagramas se calcula entonces como un diagrama de radiación de un array A, B, C o D con el apuntamiento correspondiente, y los diagramas suma y diferencia en azimut y elevación se obtienen como:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} \text{Azimut } (\varphi) \begin{cases} \Sigma_\varphi = (G_B^2 + G_D^2) + (G_A^2 + G_C^2) \\ \Delta_\varphi = (G_B^2 + G_D^2) - (G_A^2 + G_C^2) \end{cases} \\ \text{Elevación } (\theta) \begin{cases} \Sigma_\theta = (G_A^2 + G_B^2) + (G_C^2 + G_D^2) \\ \Delta_\theta = (G_A^2 + G_B^2) - (G_C^2 + G_D^2) \end{cases} \end{cases} \quad (4.13)$$

donde G_A, G_B, G_C y G_D son los factores de array de los subarrays A, B, C y D.

Una vez obtenidos los diagramas suma y diferencia, se calcula la pendiente monopulso como la derivada del cociente entre ambos, dividida entre la separación entre haces elegida y particularizada en el ángulo de apuntamiento:

$$\begin{aligned} \text{Pendiente monopulso en azimut} \equiv m_\varphi &= \frac{\left(\frac{\Delta_\varphi}{\Sigma_\varphi} \right)'}{\Delta\varphi} \bigg|_{\varphi=\varphi_0} \\ \text{Pendiente monopulso en elevación} \equiv m_\theta &= \frac{\left(\frac{\Delta_\theta}{\Sigma_\theta} \right)'}{\Delta\theta} \bigg|_{\theta=\theta_0} \end{aligned} \quad (4.14)$$

A la hora de elegir la separación entre haces del diagrama diferencia es necesario tener en cuenta algunas consideraciones:

- La función exploración necesita cubrir un gran volumen en un tiempo determinado, por lo que cuanto mayor sea la separación entre los haces, menor número de estos necesitará. Por otro lado, se produce una pérdida de ganancia en los mismos que se deberá contrarrestar emitiendo más potencia. Es necesario, por tanto, encontrar una separación entre los haces que alcance un compromiso entre ambos efectos.
- Para haces estrechos se suelen emplear separaciones de entre 1 y 1.2 veces el ancho del haz. Como estos anchos son variables se puede optar por mantener la separación constante, lo que resulta más simple pero menos eficaz. Los haces más exteriores, por ejemplo, tienen menos ganancia lo que se compensa enviando más energía en esas direcciones y se podría compensar si en esos ángulos se utiliza una separación menor.

Por ejemplo, para el array en broadside empleamos una separación entre haces de 1.1 veces el ancho de haz (con un ancho de haz de 0.85° en ambas dimensiones la separación es de 0.93°) y obtenemos los diagramas suma y diferencia que se muestran en la siguiente figura (se muestran en azimut, iguales en elevación):

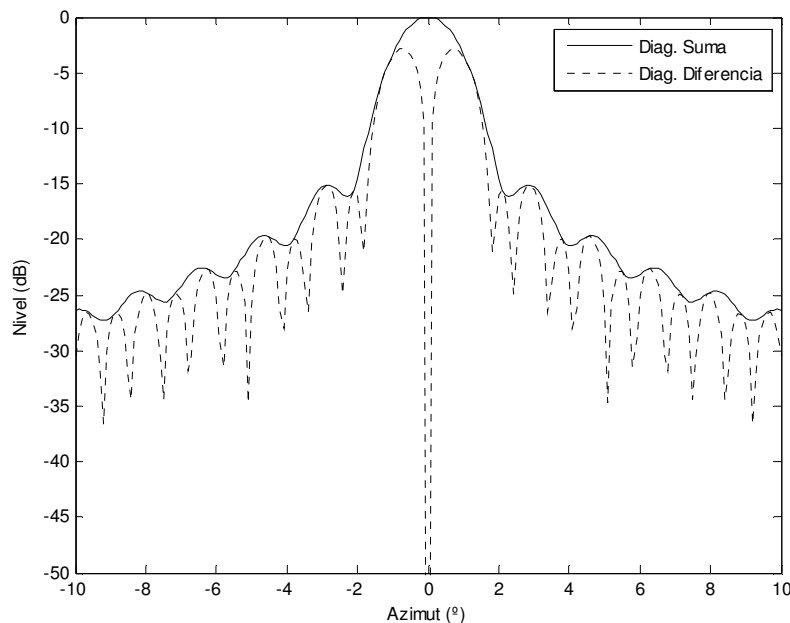


FIGURA 4.23 DIAGRAMAS SUMA Y DIFERENCIA EN AZIMUT (BROADSIDE)

La función pendiente monopolso se representa también a continuación:

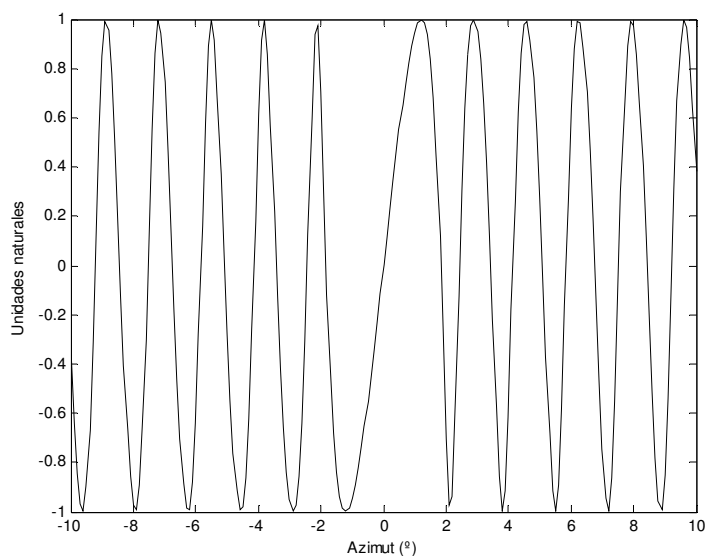


FIGURA 4.24 PENDIENTE MONOPULSO EN AZIMUT (BROADSIDE)

Con esta separación entre haces obtenemos la pendiente monopulso y precisión que aparecen a continuación (la precisión se ha obtenido para una relación señal a ruido de 15 dB):

	Pend. Monop. Azimut	Precisión Azimut	Pend. Monop. Elevación	Precisión Elevación
Az 0°, El 0°	1.15 1/°	0.11 °	1.17 1/°	0.11°

TABLA 4.14 PENDIENTE Y PRECISIÓN MONOPULSO OBTENIDAS EN BROADSIDE

Como ya se ha comentado, al ser distintos los anchos de haz en los extremos del apuntamiento es necesario ajustar la separación entre haces. Si se mantiene una separación de 1.1 veces el ancho de haz se consigue una precisión peor que en el caso anterior. Por otro lado, si se aumenta demasiado la separación entre haces se produce una deformación del diagrama suma. Por tanto, hay que encontrar una separación intermedia.

En la siguiente tabla se puede ver la pendiente monopulso y la precisión obtenidas para una separación de: 1 x ancho de haz (A), 1.1 x ancho de haz (B), 1.5 x ancho de haz (C) y 2 x ancho de haz, con el array apuntando a 45° en azimut. El ancho de haz en este apuntamiento es de 1.21°.

	1	1.1	1.5	2
Pendiente	0.74 1/°	0.82 1/°	1.18 1/°	1.72 1/°
Precisión	0.77°	0.15°	0.11°	0.073°

TABLA 4.15 PENDIENTES Y PRECISIONES OBTENIDAS A DISTINTAS SEPARACIONES EN AZIMUT

Siendo objetivo conseguir una buena precisión podría parecer óptima la separación de 2 veces el ancho de haz. Sin embargo, con esta separación el diagrama suma se deforma, y la pendiente es válida en una región muy estrecha, como se puede ver en la figura 4.25.

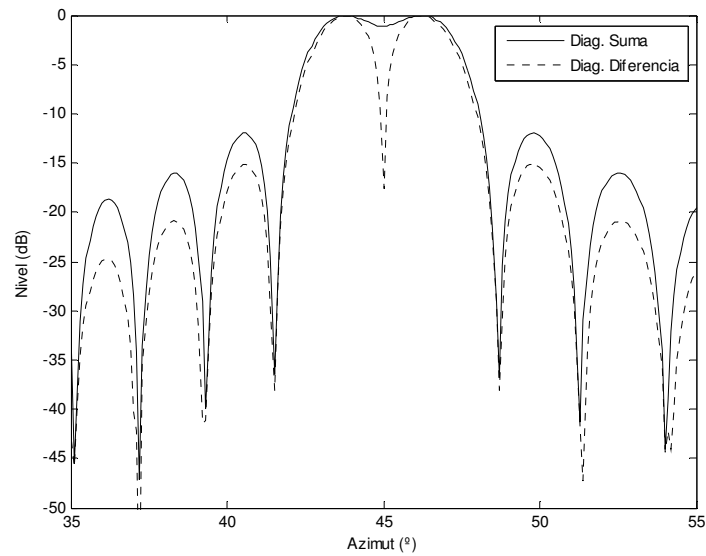


FIGURA 4.25 DIAGRAMAS SUMA Y DIFERENCIA CON UNA SEPARACIÓN DE 2XANCHO DE HAZ EN AZIMUT

Procedemos de igual forma con el apuntamiento de 30° en elevación, donde el ancho de haz es de 0.99°. Las posibles separaciones son las mismas que en el caso anterior, y se obtienen los siguientes resultados:

	1	1.1	1.5	2
Pendiente	0.93 1/°	1.04 1/°	1.48 1/°	2.16 1/°
Precisión	0.14°	0.12°	0.09°	0.06°

TABLA 4.16 PENDIENTES Y PRECISIONES OBTENIDAS A DISTINTAS SEPARACIONES EN ELEVACIÓN

De nuevo se puede ver en la figura 4.26 que para la separación mayor se produce una deformación de los diagramas, lo que lleva a emplear la anterior.

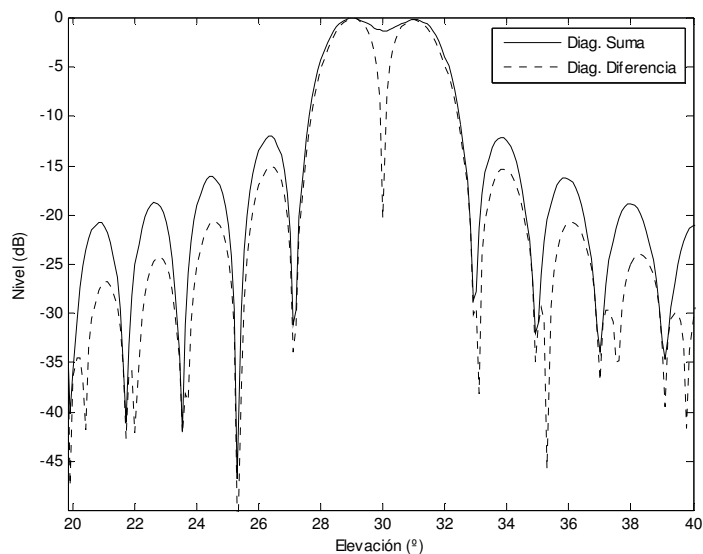


FIGURA 4.26 DIAGRAMAS SUMA Y DIFERENCIA CON UNA SEPARACIÓN DE $2 \times$ ANCHO DE HAZ EN ELEVACIÓN

Como conclusión a todo lo anterior, las separaciones óptimas que se deben utilizar son de 1.5 veces el ancho de haz en los extremos del apuntamiento y 1.1 vez en broadside. Con estas separaciones se consiguen precisiones del orden de una décima de grado, que con los anchos de haz que tenemos que son del orden de 1° supone una precisión del 10%. En los radares WSR-88D la precisión monopulso en broadside es de 0.15° .

Diseño del array en banda X

Especificaciones de diseño

Para el diseño de este array se va a partir de las especificaciones de su homólogo en banda S. Su alcance va a ser menor y por tanto se pueden permitir anchos de haz mayores. Esto, junto con el hecho de estar trabajando en una frecuencia mayor permitirán tener un array de dimensiones mucho menores que el diseñado en banda S. El alcance que se va a exigir a este nuevo radar es de 50 km, y su banda de frecuencia será de 9.7 GHz a 10 GHz por lo que la longitud de onda la definiremos a la frecuencia intermedia resultando en 3 cm.

Se va a mantener el tamaño de la celda de resolución, como se representa en la figura siguiente:

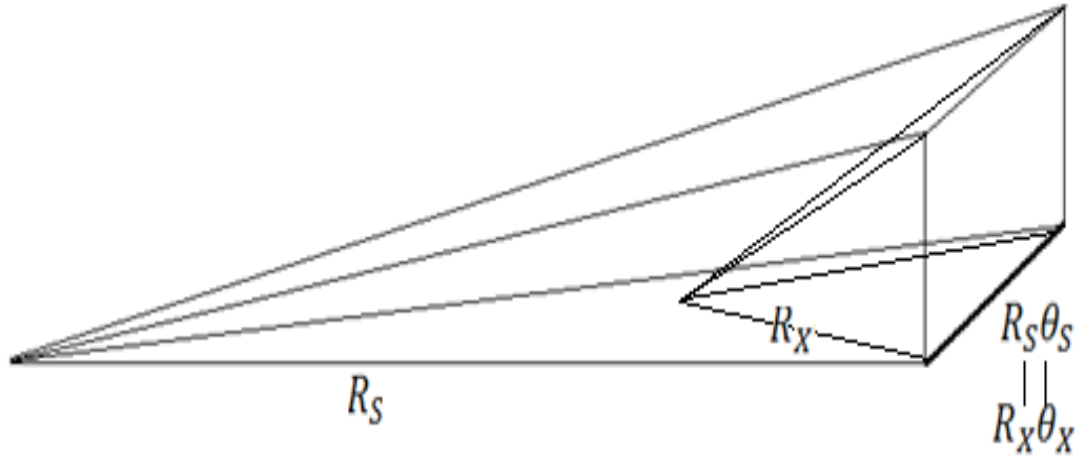


FIGURA 4.27 CELDAS DE RESOLUCIÓN EN BANDA S Y BANDA X

Por tanto, podemos obtener el ancho de haz para este nuevo radar como:

$$R_X \theta_X = R_S \theta_S \rightarrow \theta_X = \theta_S \frac{R_S}{R_X} \quad (4.15)$$

con el ancho de haz en radianes. Siendo $\theta_S=0.0166$ rad y los alcances 230 y 50 km en banda S y X respectivamente, tenemos un ancho de haz en banda X de 0.0763 rad, es decir, 3.14° .

Para saber cuál es la ganancia que necesitamos de esta nueva antena comenzamos con el análisis radar. Partiendo de la ecuación radar clásica, tenemos:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_{b_{total}}}{(4\pi)^3 r^4 L^2} \quad (4.16)$$

siendo G la ganancia de la antena transmisora (que es la misma que la de la receptora), $\sigma_{b_{total}}$ la sección radar de un blanco no puntual y L^2 las pérdidas de señal ocasionadas por lluvia, gases, etc, de ida y vuelta. Desarrollando la ecuación anterior y teniendo en cuenta las expresiones (1.4) y (1.5) que representan un blanco no puntual, tenemos:

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_{b_{total}}}{(4\pi)^3 r^4 L^2} = \\ &= \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4 L^2} V \cdot \sum_v \sigma_{bi} = \frac{P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 r^4 L^2} \cdot \frac{\pi \theta \varphi r^2 c \tau}{8} \cdot \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} \sum_{i=0}^N D_i^6 \quad (4.17) \\ &= \frac{P_t G^2 \theta^2 c \tau \pi^3 |K|^2}{512 \lambda^2 L^2} \frac{Z}{r^2} \end{aligned}$$

donde θ es el ancho de haz, igual en elevación y azimut, τ la anchura del pulso transmitido, $|K|^2$ depende de la permitividad relativa del agua ϵ_r , y Z es la reflectividad del blanco meteorológico.

Para calcular P_r como la menor potencia recibida volvemos al radar en banda S. Sabemos que a una distancia de 460 km se detecta un blanco de reflectividad -7.5 dBZ. Por otro lado, para calcular $|K|^2$ seguimos la expresión (1.2). Sabiendo que la permitividad relativa del agua es 78.5 tenemos:

$$|K|^2 = \left| \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 2} \right|^2 = 0.9269$$

A continuación estimamos las pérdidas de la señal por atenuación. Del capítulo 1 y las tablas 1.1, 1.2 y 1.3 conocemos los coeficientes que modelan la atenuación por nubes, lluvia y niebla, que son los de mayor efecto. En banda S y tomando como referencia la siguiente situación [25]:

- Lluvia muy intensa (100 mm/h): 0.03 dB/km
- Nubes de agua a -8°C: ~0.01 dB/km
- Niebla muy densa sin casi visibilidad (25 a 50 m): 0.02 dB/km

tenemos una atenuación total de 0.06 dB/km aproximadamente, la atenuación afecta muy poco en esta banda. Para calcular la sensibilidad del radar vamos a emplear los 460 km de dato para evitar tener una ecuación trascendente con la atenuación en función de la distancia, por lo que las pérdidas totales de ida y vuelta (L^2) en banda S son de 55.2 dB.

En cuanto a la potencia transmitida, la longitud de onda, la ganancia, el ancho de haz y la anchura de pulso empleamos los que aparecen en la tabla 4.1, es decir 750 kW, 10.6 cm, 45.5 dB, 0.0166 rad y 1.6 μ s respectivamente. Sustituyendo todos estos datos en la ecuación (4.17), calculamos la sensibilidad del sistema como:

$$S_{min} = \frac{P_t G^2 \theta^2 c \tau \pi^3 |K|^2 Z}{512 \lambda^2 L^2 r^2} \quad (4.18)$$

Obtenemos una sensibilidad de 2 dBm. Para calcular la ganancia de la antena en banda X retomamos la ecuación (4.17), pero despejando en este caso la ganancia y tomando como dato la sensibilidad recién calculada. El ancho de haz serán los 3.14° obtenidos, la reflectividad será la mínima detectable que da la sensibilidad, -7.5 dBZ, el alcance 50 km y la longitud de onda 3 cm. Las pérdidas tenemos que volver a calcularlas ya que en banda X es mucho mayor la atenuación:

- Lluvia moderada (12.5 mm/h): 0.29 dB/km
- Nubes de agua a -8°C: 0.11 dB/km
- Niebla muy densa sin casi visibilidad (25 a 50 m): 0.2 dB/km

Nos quedan unas pérdidas de 0.6 dB/km, que a 50 km ida y vuelta son 60 dB, una atenuación que sería inasumible en caso de tener más intensidad de lluvia. Calculamos entonces la ganancia como:

$$G = \sqrt{S_{min} \frac{512 \lambda^2 L^2 r^2}{P_t \theta^2 c \tau \pi^3 |K|^2 Z}} \quad (4.19)$$

Y obtenemos una ganancia de 27.3 dB (para compensar intensidades de lluvia mayores a ese mismo alcance se requerirían ganancias de antena mayores de 60 dB).

Como ya vimos anteriormente, la ganancia y la directividad están relacionadas con un factor de 0.6 en reflectores parabólicos centrados (expresión (4.2)), por lo que la directividad necesaria para esta antena será de 29.5 dB. Ésta es la directividad mínima necesaria para garantizar la sensibilidad obtenida, pero el ancho de haz puede dar lugar a un valor de directividad distinto que siempre que sea mayor significará un mayor alcance de los 50 km fijados en primer lugar.

Metodología de diseño

De nuevo el parámetro principal de diseño en el que nos fijamos es el ancho de haz. Si fijamos este parámetro podemos obtener las dimensiones del array en función del ancho de haz deseado siguiendo la expresión que ya se ha empleado anteriormente:

$$A \approx \frac{\lambda}{\theta}$$

Por otro lado, para la separación entre elementos usamos de nuevo la expresión (2.11) que la daba en función del máximo barrido. Si fijamos para este radar un barrido igual que el radar en banda S, empleando dicha expresión obtenemos una separación máxima entre elementos de 0.67λ en elevación y 0.58λ en azimut. Empleando de nuevo las ecuaciones (4.4) y (4.5) para el cálculo del número de elementos del array llegamos a lo siguiente:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = (N - 1) \cdot s \\ A \approx \frac{\lambda}{\theta} \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{ll} N_{azimut} \approx \frac{1}{0.58\theta}, & s_{azimut} = 0.58\lambda \\ N_{elevacion} \approx \frac{1}{0.67\theta}, & s_{elevacion} = 0.67\lambda \end{array} \right. \quad (4.20)$$

Con el nuevo ancho de haz de $\theta = 3.14^\circ = 0.0548$ rad tenemos que el número de elementos será de 26×30 , un total de 780. Sin embargo, con estas dimensiones y las separaciones obtenidas, cuando el haz se apunta a 45° en azimut aparece un grating lobe, de modo que es necesario aproximar más los elementos en azimut. En la figura 4.28 podemos ver este lóbulo.

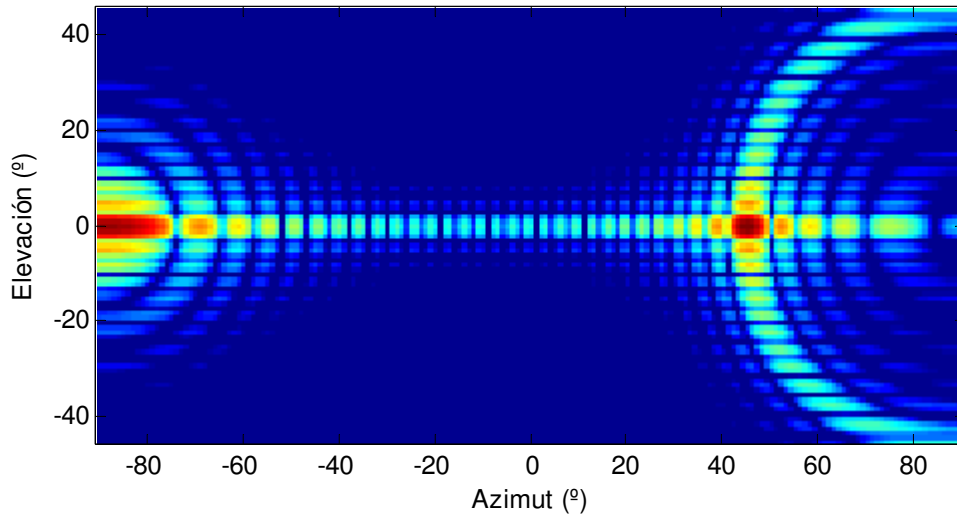


FIGURA 4.28 APARICIÓN DEL GRATING LOBE

Comprobando separaciones inferiores llegamos a que la máxima separación en azimut a la que el grating lobe no alcanza tanto nivel es a 0.54λ . Esta nueva separación nos da un nuevo número de elementos en azimut, por lo que el array queda finalmente de 26×34 elementos, un

total de 884. La apariencia del array se puede ver en la figura 4.29. Sus dimensiones serán de 53.46 cm de ancho por 50.25 cm de alto.

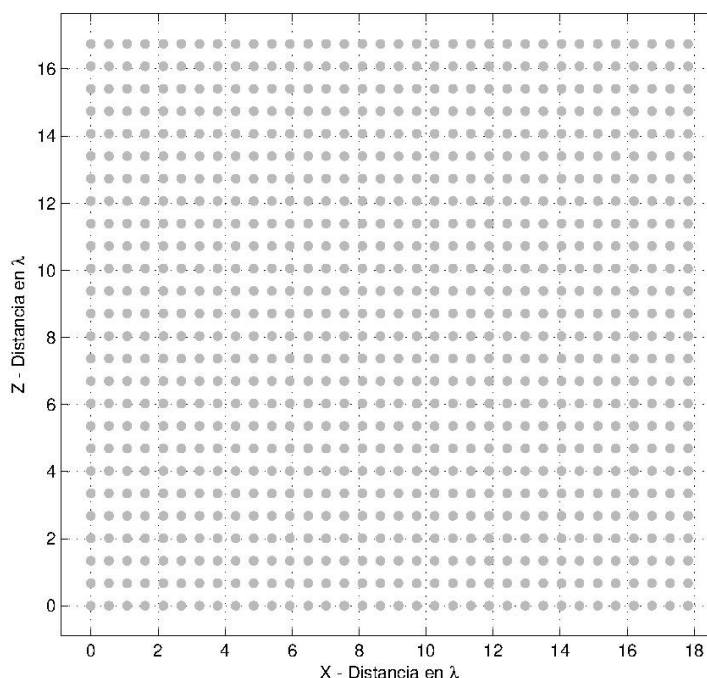


FIGURA 4.29 ARRAY DE 27X31 ELEMENTOS

Realizamos las simulaciones correspondientes con el array en broadside y obtenemos los resultados que se muestran a continuación.

Ancho de haz	Directividad	35.98 dB
	Azimut	2.81°
	Elevación	2.98°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-13.5 dB en (0°, ±5°) y (±5°, 0°)
ISLR		-6.1 dB

TABLA 4.17 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY EN BANDA X (BROADSIDE)

Como se puede ver de la tabla anterior, la directividad está algo más de 6 dB por encima de la necesaria para lograr un alcance de 50 km. Esto no quiere decir que el alcance sea 4 veces mayor puesto que cada kilómetro más de alcance se invierte en mayores pérdidas de forma cíclica. Las pequeñas dimensiones de este nuevo array hacen que sea utilizable para la previsión atmosférica en zonas localizadas como proximidad de aeropuertos o que pueda ir embarcado en vehículos aéreos, por ejemplo.

En la figura 4.30 se puede ver el diagrama de radiación de la antena en sus diferentes apuntamientos: broadside (A); azimuth 45°, elevación 0° (B); azimuth 0°, elevación 30° (C) y azimuth 45°, elevación 30° (D).

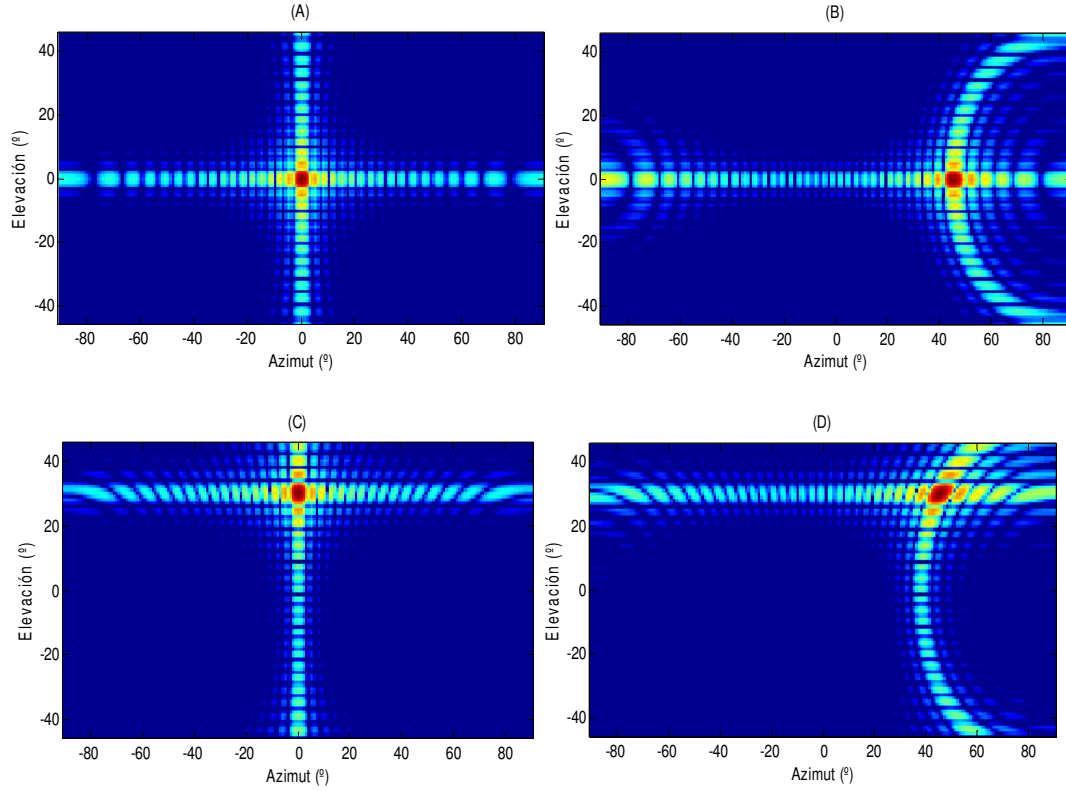


FIGURA 4.30 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DEL ARRAY EN BANDA X

De nuevo podemos observar cómo cuando se barre hacia 45° en azimut aparece un lóbulo de -13 dB, lóbulo que se puede mitigar mediante un elemento radiante directivo.

A continuación, y con el objetivo de reducir el nivel de lóbulos secundarios pasamos al conformado circular de la antena.

Conformación de la apertura

De igual modo a como se procedió en el radar en banda S, fijando el número de elementos los redistribuimos para conseguir unos ejes mayores dando forma circular a la antena. De esta forma conseguiremos de nuevo un nivel menor de lóbulos secundarios a base de no perjudicar el ancho de haz tanto como si se empleara una función de iluminación.

Partiendo del array anterior de 26x34 elementos fijamos el área de la apertura. Recordando las expresiones (4.7), (4.8) y (4.9) podemos obtener el número de elementos del array circular (elíptico). La relación que deben cumplir sus elementos en ambos ejes teniendo en cuenta las diferentes separaciones es la siguiente:

$$N_{az}^{eli} = \frac{s_{el}}{s_{az}} N_{el}^{eli} = \frac{0.67}{0.54} N_{el}^{eli} \quad (4.21)$$

Conociendo el número de elementos en azimut y elevación del array rectangular, obtenemos los ejes del circular como:

$$N_{el}^{eli} = \sqrt{\frac{s_{az}}{s_{el}} \frac{4}{\pi}} N_{az} N_{el} = 30 \quad (4.22)$$

$$N_{az}^{eli} = \frac{0.67}{0.54} N_{el}^{eli} = 37$$

Con este número de elementos por eje, las dimensiones horizontal y vertical de la antena serán de 58.29 cm de alto por 58.32 cm de ancho. El número de elementos es de 878, lo más cercano posible con esta forma a los 884 anteriores. En la figura 4.31 se puede ver cómo queda el array configurado. Se obtienen para broadside los siguientes resultados:

Ancho de haz	Directividad	35.94 dB
	Azimut	2.91°
	Elevación	2.9°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	-17.8 dB en $(-4^\circ, \pm 2^\circ)$	
	y $(4^\circ, \pm 2^\circ)$	
ISLR	-8.2 dB	

TABLA 4.18 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY CIRCULAR BANDA X EN BROADSIDE

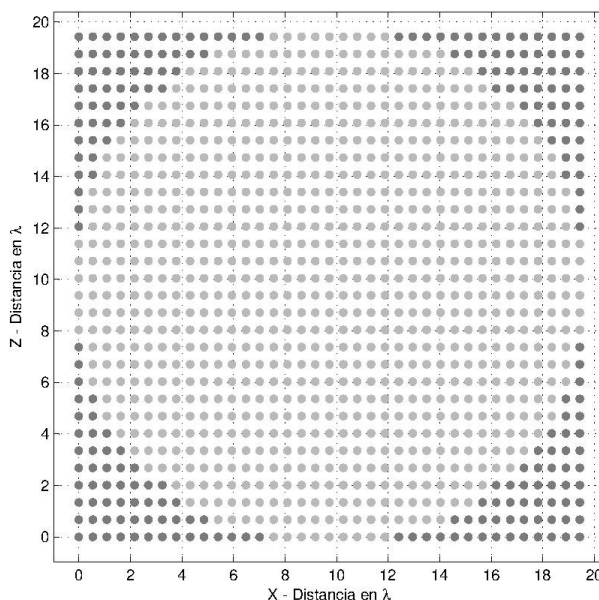


FIGURA 4.31 ARRAY CIRCULAR EN BANDA X

Igual que se vio con el array en banda S, respecto del array rectangular éste presenta menor nivel de lóbulos secundarios (más de 3 dB menos) y no se perjudica el ancho de haz puesto que las dimensiones aumentan con el conformado.

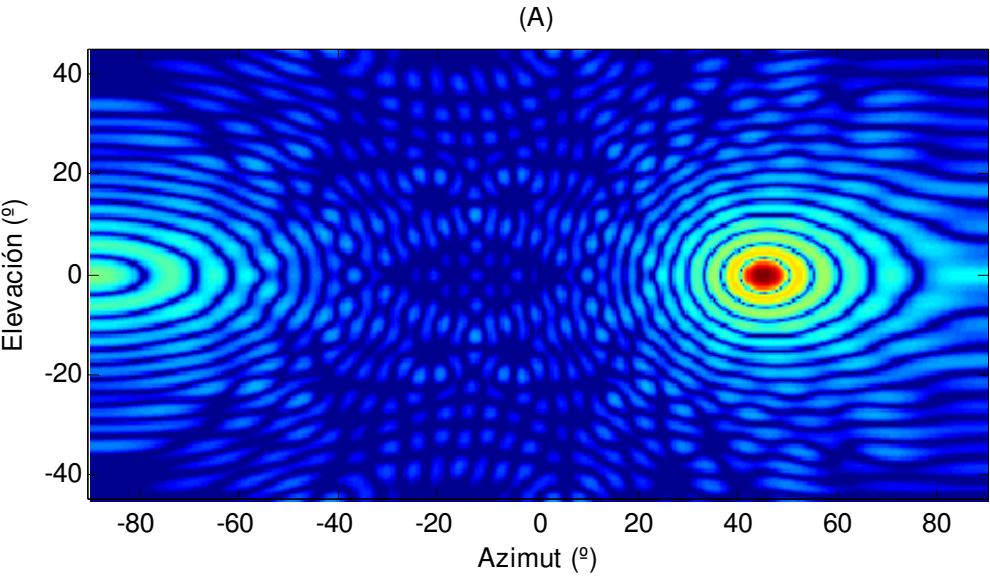
Los resultados para los apuntamientos extremos del barrido son los siguientes:

Azimut = 45° Elevación = 0°	Directividad	34.31 dB
	Azimut	4.05°
	Elevación	3.11°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	-17.5 dB en $(52^\circ, 0^\circ)$, $(39^\circ, 0^\circ)$ y $(0^\circ, \pm 5^\circ)$
	ISLR	-6.93 dB

Azimut = 0° Elevación = 30°		Directividad	35.35 dB
	Ancho de haz	Azimut	3.72°
		Elevación	3.36°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-17.5 dB en (0°,25°), (0°,36°) y (±4.3°,30°)
		ISLR	-7.5 dB
Azimut = 45° Elevación = 30°		Directividad	33.82 dB
	Ancho de haz	Azimut	4.2°
		Elevación	2.95°
	Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-17.5 dB en (45°,25°), (45°, 35°), (47°,0°) y (38°, 30°) y (53°,30°)
		ISLR	-7.43 dB

TABLA 4.19 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY CIRCULAR EN BANDA X APUNTADO

El pequeño tamaño de este array y su nueva forma circular hacen que aunque quede limitado el nivel de lóbulos secundarios, el número de ellos sea elevado. Como ejemplo se pueden ver la figura 4.32 en la que se muestra el diagrama de radiación en 2D del array apuntando a 45° en azimut, 0° en elevación (A) y con el apuntamiento 45°, 30° (B).



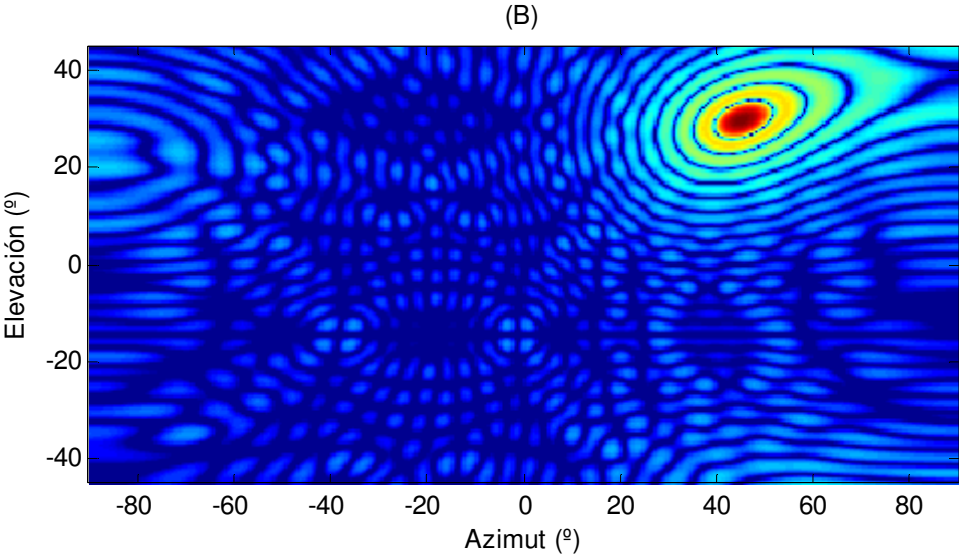


FIGURA 4.32 DIAGRAMA DE RADIACIÓN CIRCULAR EN BANDA X APUNTADO

Array en recepción

Como se puede observar en la figura 4.32 en transmisión hay una pérdida de energía que se transmite en forma de lóbulos secundarios fuera del haz. En recepción, para evitar que los lóbulos secundarios iluminen las zonas no deseadas, de nuevo empleamos una función de ponderación de las amplitudes de Chebyshev de 30 dB de nivel de lóbulos secundarios.

La apariencia del array en intensidad puede verse en la figura 4.32, y a continuación se muestran los resultados obtenidos para el array en recepción en broadside:

Ancho de haz	Directividad	34.51 dB
	Azimut	3.68°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario	Elevación	3.68°
		-30.4 dB en (0°,±6°) y (±6°, 0°)
	ISLR	-23.3 dB

TABLA 4.20 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY CIRCULAR BANDA X EN RECEPCIÓN (BROADSIDE)

Como era de esperar se produce un ligero ensanchamiento del haz mientras que el nivel de lóbulos secundarios, así como la energía perdida fuera del haz, el ISLR, se reducen drásticamente. En la figura 4.33 se puede ver la diferencia en broadside entre el array en transmisión (A) y en recepción (B).

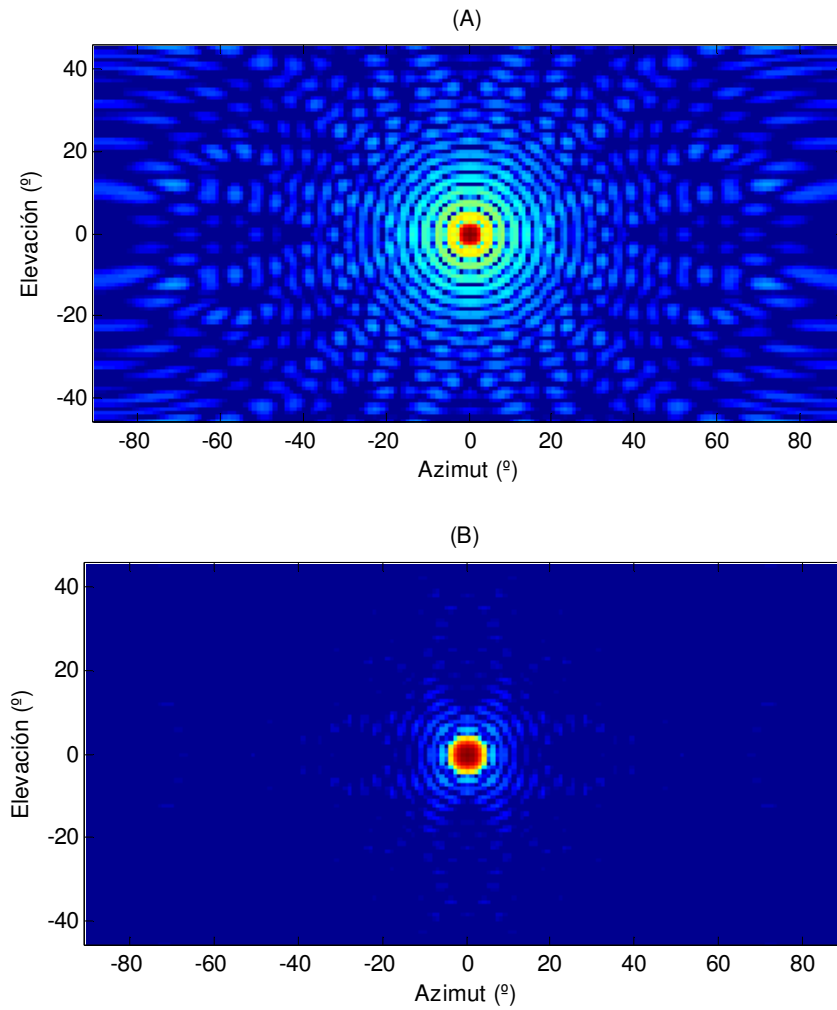
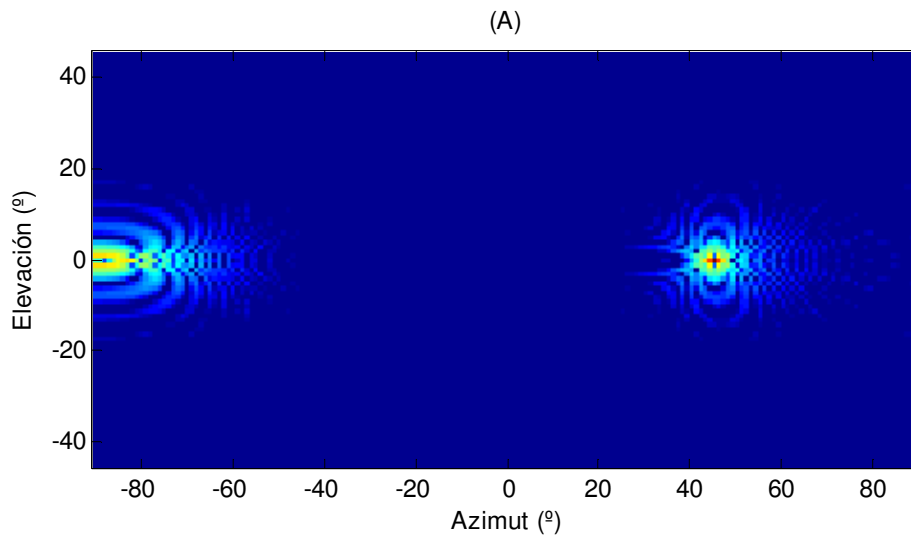


FIGURA 4.33 COMPARACIÓN DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN EN TRANSMISIÓN (A) Y RECEPCIÓN (B)

Por último, en la figura 4.34 se observan en comparación los diagramas de radiación del array en banda S (A) y en banda X (B) apuntando a 45° en azimut, donde se puede apreciar el lóbulo secundario que aparece con un nivel de -13 dB. En el siguiente apartado se va a ver la forma de reducir este nivel mediante la utilización de un elemento radiante no omnidireccional.



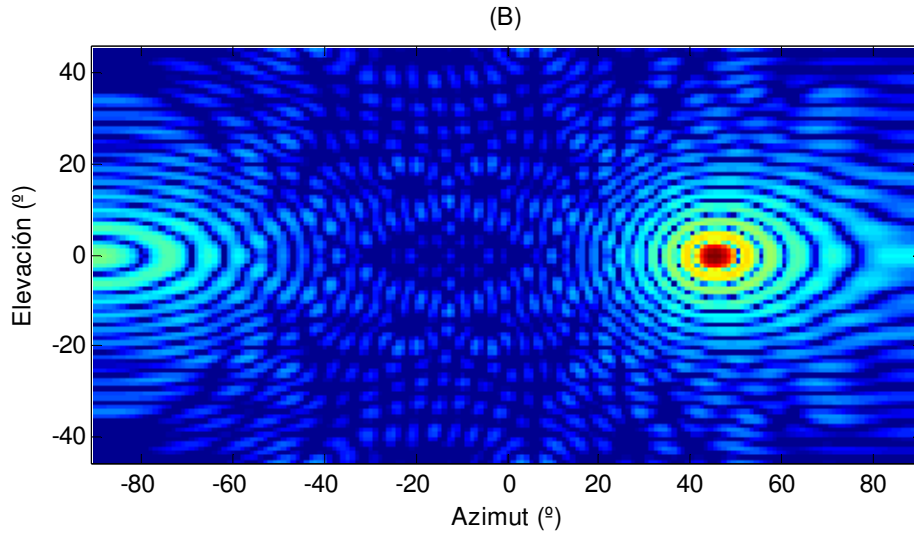


FIGURA 4.34 DIAGRAMAS DE RADIACIÓN DE LOS ARRAYS EN BANDA S (A) Y X (B)

Síntesis del array con el elemento radiante

Todos los diseños anteriores se han realizado con un elemento radiante omnidireccional. Si recordamos la expresión (2.8), vemos que el diagrama que hemos obtenido hasta ahora era sólo el factor de array, puesto que se estaba multiplicando por una constante.

$$G(\theta) = G_e(\theta) \cdot \frac{\sin^2[N\pi(\frac{s}{\lambda})\sin\theta]}{N^2\sin[\pi(\frac{s}{\lambda})\sin\theta]} = G_e(\theta) \cdot G_a(\theta)$$

Vamos a emplear un diagrama de radiación con un ancho de haz a 3 dB de 60° en azimut y 160° en elevación, el cual se puede ver en la figura 4.35. El radar en el que se va a introducir el elemento radiante es el diseñado en banda X, pues es el que más sufre la presencia de lóbulos secundarios debido a su menor tamaño.

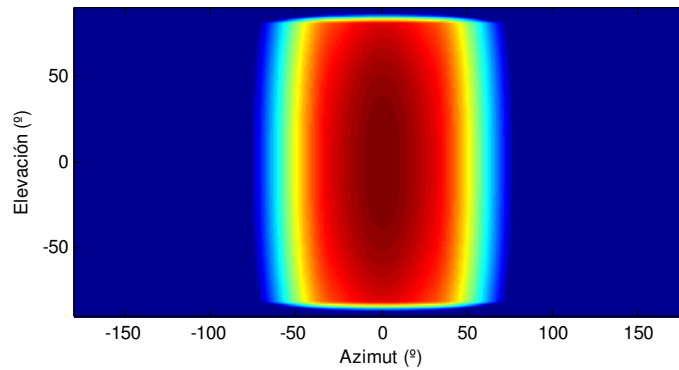


FIGURA 4.35 DIAGRAMA DEL ELEMENTO RADIANTE

Podemos ver en la figura siguiente el efecto que tiene este nuevo elemento radiante en el diagrama de radiación en la situación de haz explorando en azimut para el array en banda X. La réplica del lóbulo principal que podíamos ver en la figura ha desaparecido.

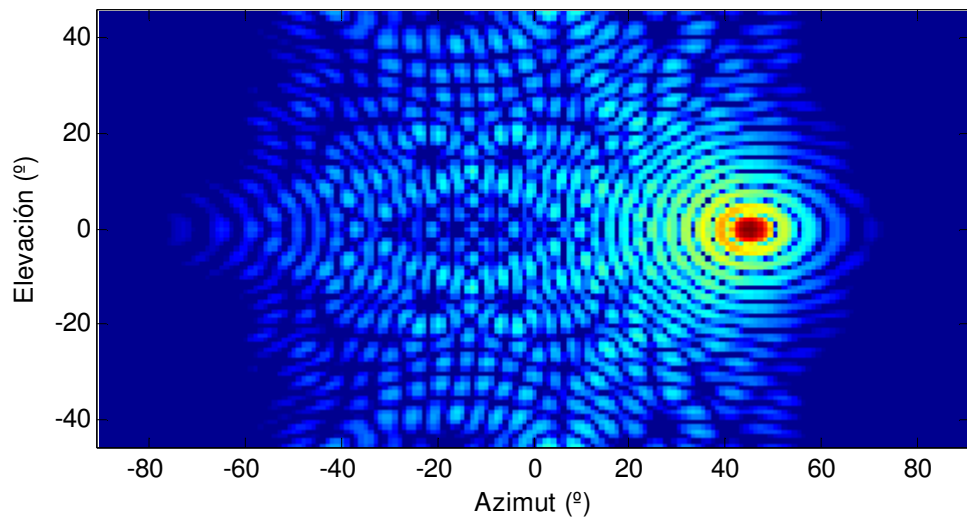


FIGURA 4.36 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY CON ELEMENTO RADIANTE

Si además se hace que el elemento también sea directivo en elevación se consigue una reducción en los lóbulos secundarios que apuntan al suelo, disminuyendo considerablemente los efectos del clutter de tierra. Por ejemplo, se puede utilizar un elemento con ancho de haz 60° en azimut y elevación como el de la figura 4.37, como podría ser un parche.

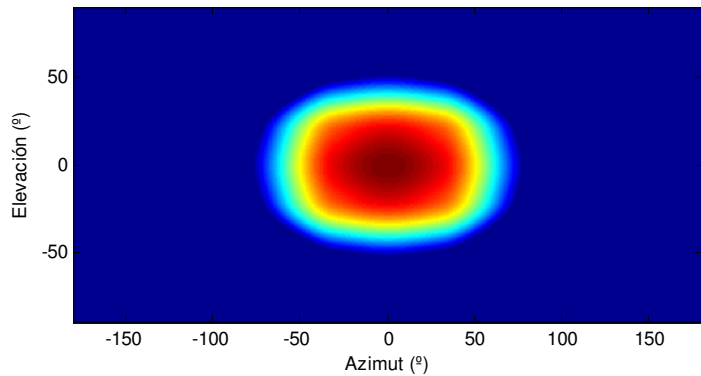


FIGURA 4.37 DIAGRAMA DEL ELEMENTO RADIANTE

Con este elemento radiante obtenemos el diagrama de radiación total del array que se muestra en la figura 4.38, donde se aprecia la reducción en los lóbulos en ángulos de elevación exteriores.

Utilizando este elemento radiante directivo realizamos la simulación del array en banda X. En la tabla 4.19 se recogen sus características en broadside:

Ancho de haz	Directividad	35.94 dB
	Azimut	2.91°
	Elevación	2.9°
Nivel y posición del máximo lóbulo secundario		-17.9 dB en (2°,±4°) y (-2°,±4°)
	ISLR	-8.19 dB

TABLA 4.21 CARACTERÍSTICAS DEL ARRAY CON ELEMENTO RADIANTE DIRECTIVO

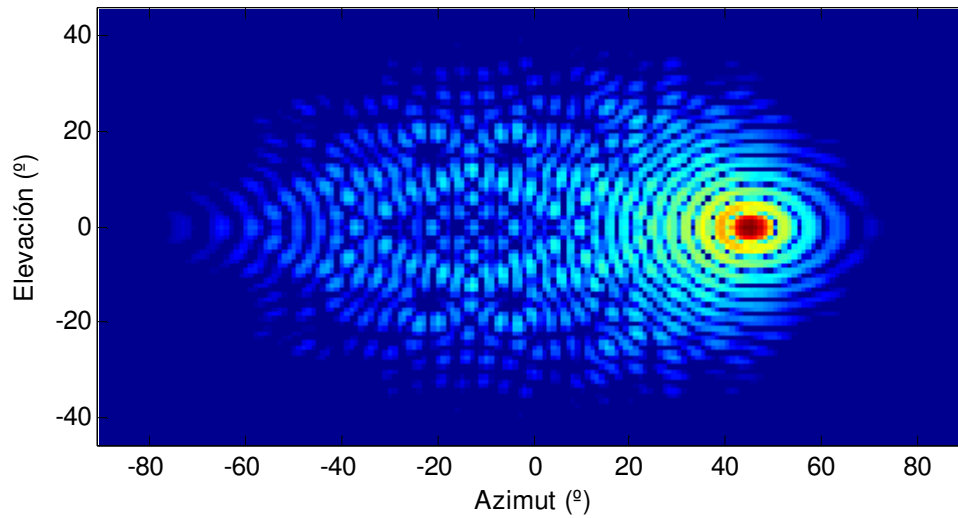
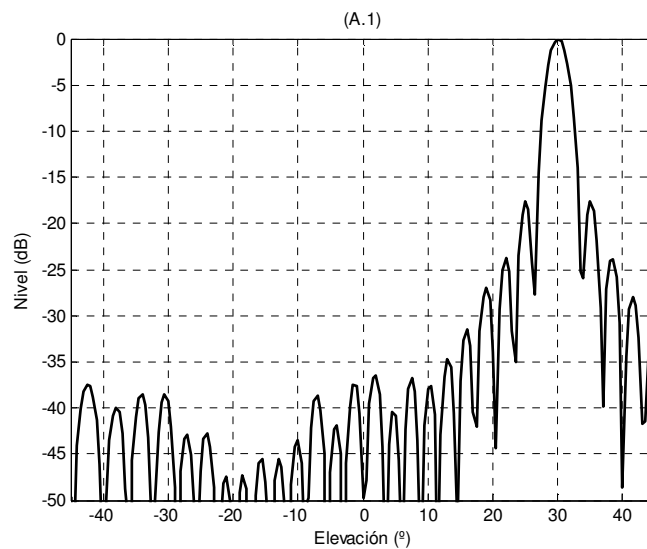


FIGURA 4.38 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY CON ELEMENTO RADIANTE

En la tabla anterior se puede observar que la inclusión de este tipo de elemento no afecta al ancho de haz, sino únicamente al nivel de lóbulos secundarios y por consiguiente a la energía perdida fuera del haz.

Para el caso del apuntamiento más extremo, en la figura 4.39 podemos ver los siguientes cortes del diagrama de radiación: corte en azimut (A.1) y elevación (A.2) con el elemento omnidireccional, y corte en azimut (B.1) y elevación (B.2) con el elemento directivo en azimut y elevación. Todos ellos se han obtenido con el array en banda X apuntado a azimut 45°, elevación 30°.



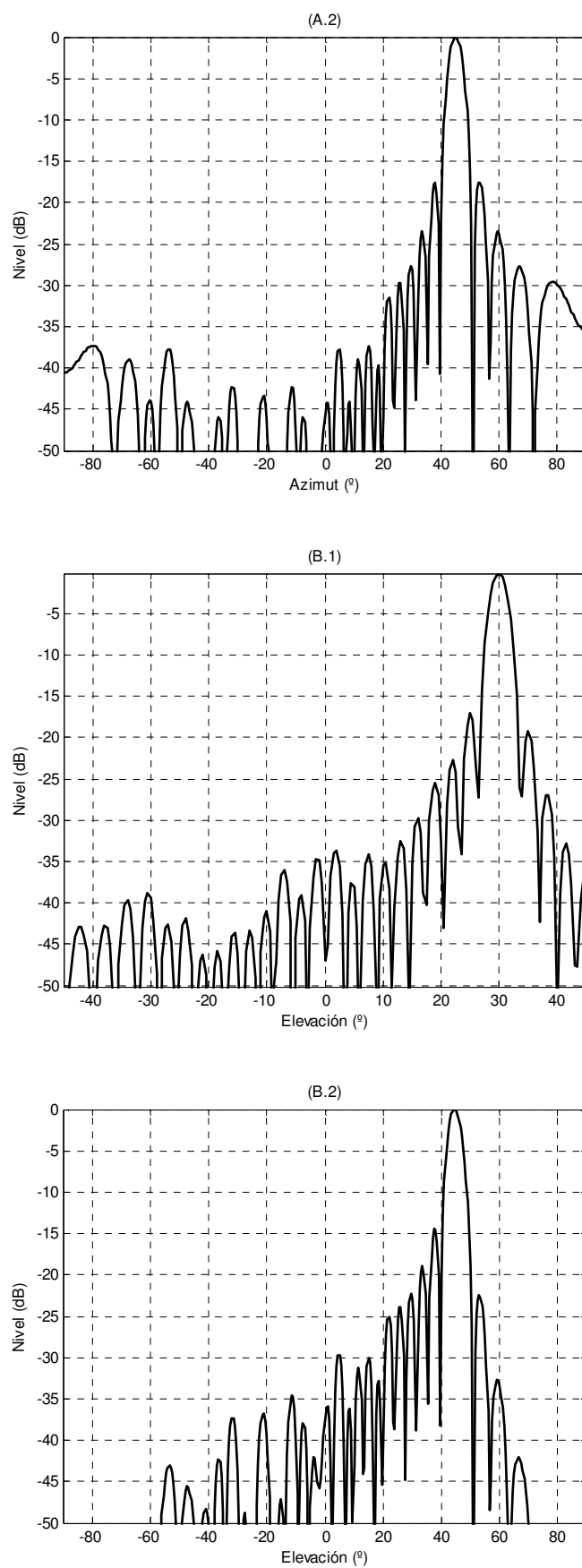


FIGURA 4.39 CORTES DE LOS DIAGRAMAS DE RADIACIÓN CON ELEMENTO OMNIDIRECCIONAL (A.1 Y A.2), Y DIRECTIVO EN AZIMUT Y ELEVACIÓN (B.1 Y B.2)

En la figura anterior se pueden observar dos efectos producidos por la presencia del elemento radiante. Por un lado disminuye en algunos decibelios el nivel medio de lóbulos secundarios. Por otro lado, provoca el aumento del nivel del primer lóbulo secundario, el más próximo al haz principal. Desde el punto de vista de la supresión de clutter el elemento radiante es ventajoso, pero en cuanto a la precisión se puede producir una detección por lóbulo secundario.

Sin embargo, todos estos diagramas de radiación del elemento están concebidos con el elemento aislado. Al incluir un elemento radiante en el array su diagrama individual se deforma influido por los acoplamientos mutuos. Como ya se ha comentado, esta deformación puede provocar en el diagrama individual de los elementos nulos de potencia que perjudiquen de igual forma al diagrama de radiación total de la antena.

Un ejemplo de elemento radiante directivo incrustado podría ser el siguiente:

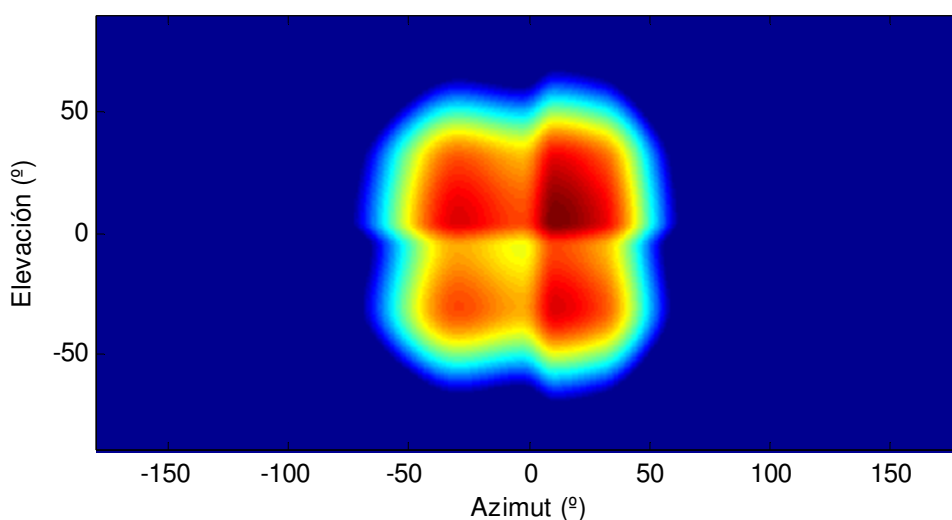


FIGURA 4.40 DIAGRAMA DEL ELEMENTO RADIANTE INCRUSTADO

En la figura anterior se aprecian deformaciones del diagrama que provocan en él direcciones privilegiadas diferentes del eje de la antena. Introducimos este elemento en el array en banda X y podemos ver la diferencia entre el haz obtenido para el elemento aislado (A) y el incrustado (B):

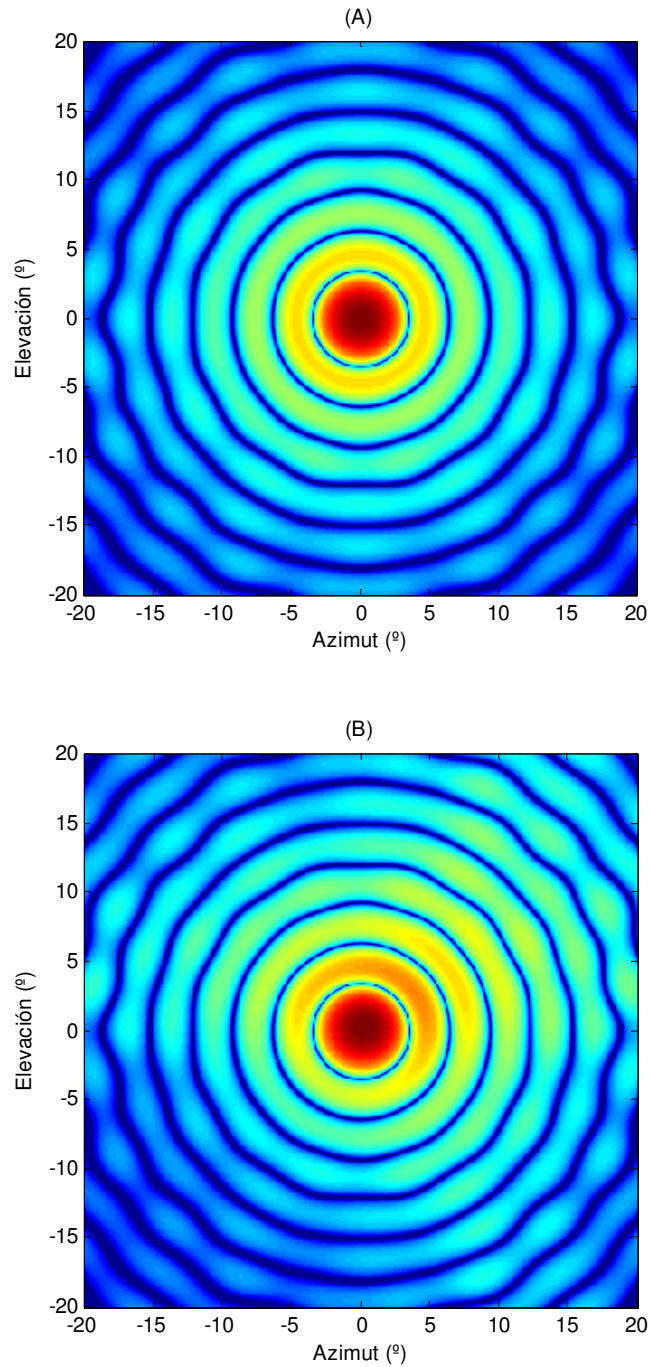


FIGURA 4.41 COMPARACIÓN DEL DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL ARRAY EN BANDA X CON EL ELEMENTO AISLADO (A) E INCRUSTADO (B)

En la figura se distingue que los lóbulos secundarios dejan de aparecer de forma simétrica respecto del eje de la antena, e incluso aumenta el nivel de algunos de ellos.

Unos de los elementos radiantes típicos en antenas de arrays son los parches alimentados con línea microstrip. Este tipo de elemento tiene un diagrama de radiación con directividad de unos 9 dB. Sus anchos de haz en azimut y elevación rondan los 60° y 70°. En la figura 4.42 se muestra un diagrama de radiación típico de los parches:

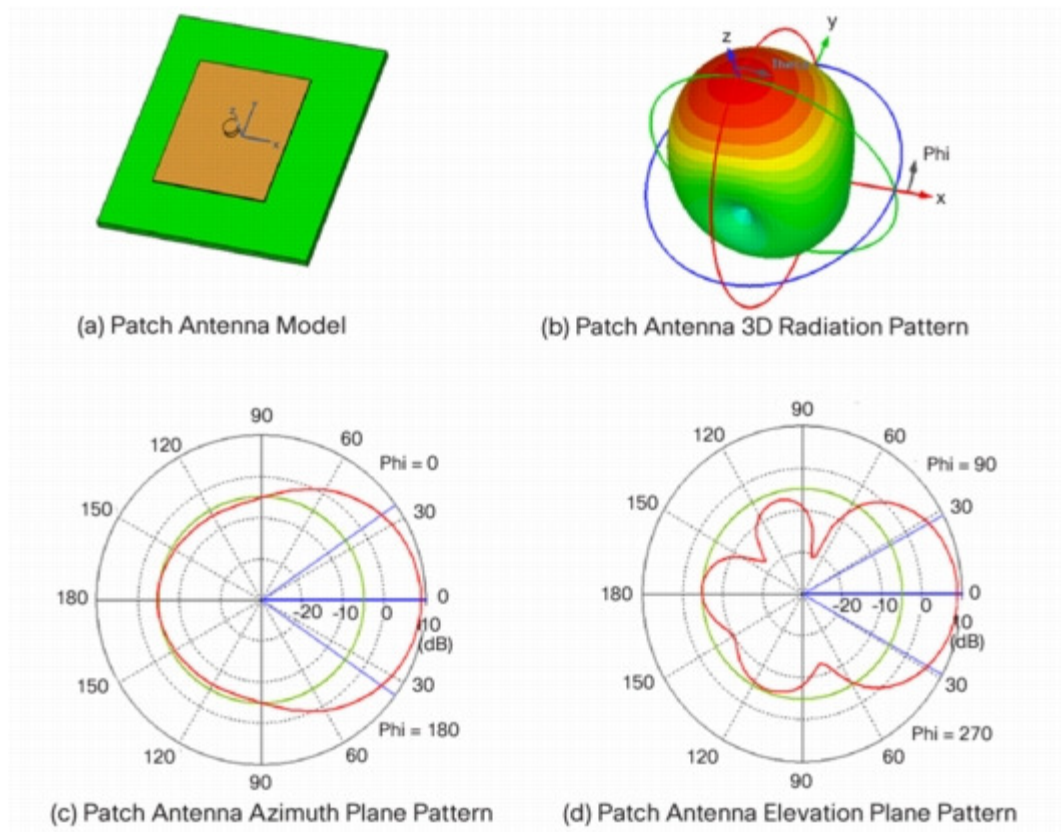


FIGURA 4.42 CARACTERÍSTICAS DE RADIACIÓN DE UNA ANTENA DE PARCHE [26]

La figura anterior muestra el diagrama de radiación de un parche aislado. Cuando se incrusta en el array y se producen los acoplamientos mutuos el diagrama deformado queda como vemos en la figura 4.43:

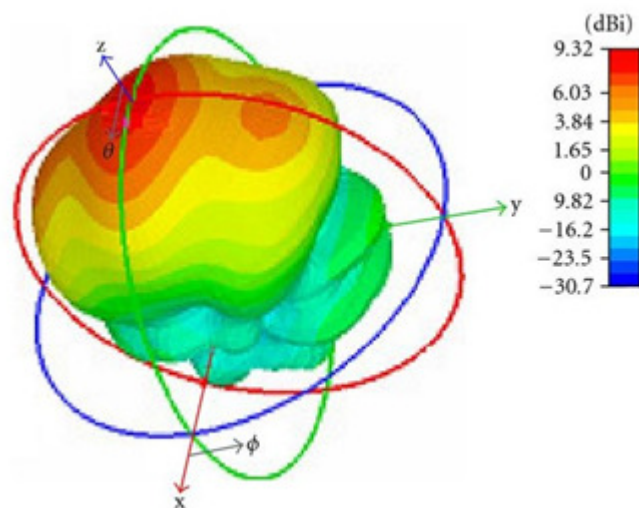


FIGURA 4.43 DIAGRAMA DE RADIACIÓN DEL PARCHE INCRUSTADO EN EL ARRAY [26]

Conclusiones

Como ya se ha comentado varias veces a lo largo de este proyecto, la principal ventaja de los *phased arrays* frente a las antenas parabólicas tradicionales es que consiguen el barrido sin necesidad de exploración mecánica, lo que elimina muchos de los inconvenientes asociados a la rotación. Dichos inconvenientes van desde el ruido y el desgaste que introduce el movimiento mecánico hasta la lenta renovación de la información.

En especial, en aplicaciones en las que se necesite una elevada velocidad de obtención de datos, los *phased arrays* constituyen una solución fundamental, al poderse orientar el haz instantáneamente en la dirección deseada. Este hecho permite además la multifunción en este tipo de radares, dado que mediante la multiplexación en el tiempo se pueden orientar los haces a posiciones determinadas para seguir un blanco previamente detectado o bien permitirle barrer el volumen de exploración.

En la aplicación que nos ocupa, la previsión meteorológica, la alta renovación de la información es esencial en la detección de fenómenos meteorológicos severos como son las fuertes tormentas o tornados.

Con los radares que se han diseñado se consiguen las mismas prestaciones que ofrecen los radares WSR-88D teniendo unas dimensiones menores. El diámetro de estos últimos mide 8.5 m mientras que el radar en banda S diseñado en este proyecto mide 6.4 m de lado.

El motivo del radar en banda X es el diseño de un radar más manejable y económico. La banda de trabajo tiene el inconveniente de que sufre mucho las atenuaciones en propagación, razón por la que se limita su alcance. Este radar puede ser operativo por ejemplo en zonas en las que, por causa de la orografía, no se puedan detectar los fenómenos atmosféricos mediante un radar externo a ellas, como puede ocurrir en los grandes valles. Por otro lado, las pequeñas dimensiones de este radar (~50cm de lado) permiten que se utilice en vehículos aéreos, lo que incrementaría la cobertura total del radar.

Como ya se ha descrito, la relación entre el contenido acuoso de los blancos meteorológicos y la potencia recibida se interpreta a través de la reflectividad. Es necesario tener en cuenta a la hora del procesamiento de las señales meteorológicas recibidas que en los anchos de haz por los que se obtiene la información se debe corregir la deformación debida a la exploración. Es decir, el tamaño del haz y por tanto el volumen de blanco que entra en un haz cambia con la exploración del mismo, cosa que no ocurre en los radares de exploración mecánica. Este cambio ha de tenerse en cuenta a la hora de interpretar los resultados de potencia recibida en el radar.

Para evaluar los resultados obtenidos en el diseño de estos arrays recordamos las características que presenta el radar SPY-1A del NWRT (tabla 3.1). Sus dimensiones son de 3.7 m con forma circular con un total de 4352 elementos y presentando un ancho de haz de 1.5° en transmisión. El radar en banda S diseñado tiene unas dimensiones de 7.3 m con forma circular, un total de 9546 elementos y con un ancho de haz de 0.95° . Si bien es verdad que las dimensiones son justo el doble en el segundo caso, se consigue un ancho de haz lo suficientemente estrecho en todos los apuntamientos definidos.

Líneas futuras de investigación

En cuanto al radar en banda X, el radar que se puede ver en la figura siguiente es un radar meteorológico en banda X también diseñado para embarcar en vehículos aéreos "Antenna Patterns and Their Meaning", Cisco Systems, Inc. Cisco public information.

[27]. Tiene 30 cm de diámetro, una potencia de pico transmitida de 6.5 kW, un ancho de haz de 5.5° y un alcance de hasta 25 mn (~ 45 km), por lo que el diseño que se ha realizado en este proyecto es comparable a él en todas sus prestaciones si se escalan sus dimensiones: 50 cm, 7,5 kW, 3° y 50 km respectivamente.

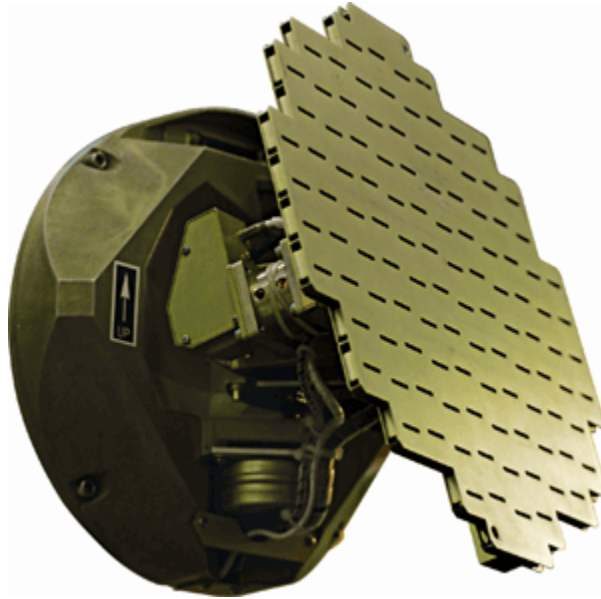


FIGURA 4.44 RADAR METEOROLÓGICO EMBARCADO

Como se puede observar en la figura anterior así como en la del SPY-1^a (figura 3.1) ambas antenas tienen un conformado pseudocircular, lo que lleva a pensar que el diseño realizado en este proyecto no está lejos de encontrar una solución válida para estas aplicaciones.

Una vez estudiado el radar terrestre y satisfechos sus requisitos en un diseño como el que nos ocupa, una línea en la que podría continuar la investigación sería en la del diseño de un radar embarcado en vehículo aéreo, para el que habría que comenzar estudiando sus particulares necesidades y funcionamiento desde una nueva perspectiva en la que no sólo los blancos sino también el radar está en movimiento.

Referencias

- [1]
R. F. Jones. “Radar Meteorology”. October 1964.
- [2]
M. I. Skolnik. “Radar Handbook”. McGraw-Hill, 1990
- [3]
R. J. Doviak y D. S. Zrníc. “Doppler Radar and Weather Observations”. Dover Publications, 2003
- [4]
D. S. Zrníc y A. V. Ryzhkov. “Polarimetry for Weather Surveillance Radars”. Bulletin of the American Meteorological Society, Vol. 80, No. 3, pp. 389–406, 1990.
- [5]
“Doppler radars as severe storm sensors,” Bulletin of the American Meteorological Society, Vol. 45, pp. 587-596, 1964.
- [6]
National Weather Service (weather.gov). Agencia Nacional de Meteorología en Estados Unidos.
- [7]
A. A. Chernikov. “Radio-wave scattering in clouds and the radar equation”. Union Conference, 1968.
- [8]
J. M. Gutiérrez. “Apuntes de Radar para Meteorólogos (AEMET)”. Marzo 2008. Versión IV.
- [9]
K. L. S. Gunn and T. W. East. “The microwave properties of precipitation particles”. Q.J.R. Meteorological Society, Vol. 80, pp. 522-545, 1954.
- [10]
V. Bringi y V. Chandrasekar. “Polarimetric doppler weather radar. Principles and applications”. Cambridge University Press, 2001.

[11]

S. Torres. "Seminario sobre el estado del arte y futuros desarrollos de los radares meteorológicos". Impartido en la ETSIT UPM en mayo 2011.

[12]

Agencia Estatal de Meteorología (www.aemet.es)

[13]

R. J. Mailloux. "Phased array theory and technology". Proceedings of the IEEE, Vol. 70, No 3, Marzo 1982

[14]

D. K. Barton, H. R. Ward. "Handbook of Radar Measurement". Prentice Hall, 1969, pp 242-338.

[15]

J. Ruze, "Physical limitations on antennas". MIT Research Laboratory of Electronics. Technical Report 248, Octubre 1952.

[16]

L. Williams, M. Commens and S. Rousselle. "Advances in radar simulation design". Microwave Journal. Enero 2012.

[17]

The Mathworks and ANSYS Propietary. "Phased array antenna design using MATLAB and HFSS".

[18]

Lockheed Martin Corporation (www.lockheedmartin.com)

[19]

Raytheon (www.raytheon.com)

[20]

Indra (www.indracompany.com)

[21]

National Severe Storms Laboratory (www.nssl.noaa.gov)

[22]

M. Yeary, G. Crain, Y. Zhang, R. Doviak and others. "Phased Array Weather/Multipurpose Radar". Radar Conference, IEEE. 2010.

[23]

D.S. Zrnic, J.F. Kimpel, D.E. Kimpel G. Crain and others. "Agile beam phased array radar for weather observations". American Meteorological Society Journal. Noviembre 2007.

[24]

"NEXRAD WSR-88D Specifications", Lockheed Martin Corporation.

[25]

Portal "Tiempo" (www.tiempo.es)

[26]

"Antenna Patterns and Their Meaning", Cisco Systems, Inc. Cisco public information.

[27]

Sarasota Avionics (www.sarasotaavionics.com)

